

Филип Хофф

Устройство аудио- и видеоаппаратуры

Philip Hoff

CONSUMER ELECTRONICS FOR ENGINEERS



CAMBRIDGE
UNIVERSITY PRESS

УЧЕБНИК

Учебник

Филип Хофф

УСТРОЙСТВО АУДИО- И ВИДЕОАППАРАТУРЫ



Москва

ББК 32.844
X85

Хофф Ф.

X85 Устройство аудио- и видеоаппаратуры. : Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс.
– 288 с.: ил. (Серия «Учебник»).

ISBN 5-94074-038-3

В книге в доступной форме объясняются принципы работы бытовых электронных устройств. Каждая глава начинается с краткого исторического обзора рассматриваемого класса устройств. Затем описываются принципы работы аппаратуры и приводится структурная схема. Детально анализируются принципиальные схемы устройств и обсуждается современное состояние их развития. Такой подход позволяет объединить различные области инженерной электроники: от физической оптики до цифровой обработки сигналов.

Книга написана доступным языком, содержит более 350 иллюстраций и много упражнений. Она может служить ценным пособием для студентов, изучающих радиоэлектронику, и быть полезной для специалистов и опытных радиолюбителей.

ББК 32.844

Published by the Press Syndicate of the University of Cambridge
The Pitt Building, Trumpington Street, Cambridge, CB2 1RP, United Kingdom

Cambridge University Press
The Edinburgh Building, Cambridge CB2 2RU, United Kingdom
40 West 20th Street, New York, NY 10011-4211, USA
10 Stamford Road, Oakleigh, Melbourne 3166, Australia

First published 1998

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 0-521-58817-0 (англ.)
ISBN 5-94074-038-3 (рус.)

© Philip Hoff
© Перевод на русский язык, оформление
ДМК Пресс

Филип Хофф
Устройство аудио- и видеоаппаратуры

Главный редактор	<i>Захаров И. М.</i>
Перевод	<i>Кирюхин Н. Н.</i>
Научный редактор	<i>Самохин В. П.</i>
Выпускающий редактор	<i>Готлиб О. В.</i>
Технический редактор	<i>Прока С. В.</i>
Верстка	<i>Сучкова Н. А.</i>
Графика	<i>Бахарев А. А.</i>
Дизайн обложки	<i>Антонов А. И.</i>

Гарнитура «Петербург». Печать офсетная. Усл. печ. л. 18. Тираж 3000 экз. Заказ №

Издательство «ДМК Пресс», 105023, Москва, пл. Журавлева, д 2/8.
Отпечатано в полном соответствии с качеством предоставленных диапозитивов
в ППП «Типография «Наука».

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	8
От автора	14
1. Радиоприемники АМ сигналов	16
1.1. Детекторный приемник	16
1.2. АМ радиоприемники, представляющие исторический интерес	21
1.2.1. Регенеративный приемник	21
1.2.2. Рефлексный приемник	25
1.2.3. Приемник прямого усиления	27
1.3. Принцип супергетеродинного приема	28
1.4. Автоматическая регулировка усиления	31
1.5. Детектирование огибающей	33
1.5.1. Усовершенствованный детектор огибающей	35
1.6. Анализ работы АМ приемника	35
1.6.1. Высокочастотный тракт	35
1.6.2. Гетеродин	38
1.6.3. Смеситель	40
1.6.4. Связь транзистора с колебательным контуром	42
1.6.5. Усилители промежуточной частоты	48
1.6.6. Детектор	49
1.6.7. Усилители звуковой частоты	49
1.7. Варианты схемных решений	50
1.8. Интегральные схемы для АМ приемников	52
1.8.1. Интегральная схема для приемника прямого усиления	52
1.8.2. Интегральные схемы для супергетеродинных приемников	53
1.9. Системы стереовещания в диапазоне АМ	61
1.10. Сертификация АМАХ™	68
2. Радиоприемники диапазона ЧМ	69
2.1. Снова гетеродинирование	69
2.2. Ограничение сигнала	70
2.3. Частотное детектирование	70
2.3.1. Детектор отношений и дискриминатор Фостера-Сили	70
2.3.2. Схема фазовой автоподстройки	71
2.3.3. Квадратурный детектор	77
2.3.4. ЧМ детектор на основе одновибратора	84
2.4. Автоматическая подстройка частоты	85
2.4.1. О необходимости автоподстройки частоты	85
2.4.2. Реализация автоподстройки частоты	92

2.5. Частотная коррекция предыскажений	93
2.6. Стереовещание в диапазоне ЧМ	93
2.6.1. Совместимый стереофонический сигнал	93
2.6.2. Схема декодирования стереосигнала	95
2.6.3. Декодирование стереосигнала с использованием системы ФАПЧ	96
2.7. Анализ работы ЧМ приемника	98
2.7.1. Усилитель радиочастоты	99
2.7.2. Гетеродин	106
2.7.3. Смеситель	109
2.7.4. Усилитель промежуточной частоты	110
2.7.5. Детектор	115
2.8. Дополнительное подписное радиовещание	119
2.9. Система FMX®	120
2.10. Система передачи данных по радиоканалу	125
2.10.1. Передатчик данных RBDS	126
2.10.2. Приемник системы передачи данных RBDS	128
2.10.3. Формат кодирования данных	129
3. Схемы современных приемников	132
3.1. Приемник с диапазонами АМ и ЧМ	132
3.2. Керамические фильтры	137
3.3. Настройка с помощью варакторов	137
3.4. Настройка с помощью кварцевого синтезатора частоты	138
3.5. Предварительный делитель частоты с двумя коэффициентами деления	139
3.6. Входной каскад на основе двухзатворного полевого транзистора	143
3.7. Двойное преобразование частоты	143
3.8. Автоматический ограничитель шума	144
3.9. Другие вспомогательные устройства в радиоприемниках	145
4. Коррекция частотных характеристик	147
4.1. Регулировка тембра	148
4.2. Частотные предыскажения и коррекция при записи и воспроизведении грампластинок	152
4.3. Частотная коррекция для звукозаписи на магнитной ленте (стандарт NAB)	158
4.3.1. Режим записи	159
4.3.2. Коррекция при воспроизведении	160
5. Магнитофоны	163
5.1. Принцип подмагничивания	163
5.2. Стирание записи	168
5.3. Принцип подавления шумов	168
5.3.1. Система шумопонижения Dolby®	168

5.4. Анализ магнитофона	170
5.4.1. Режим записи	179
5.4.2. Режим воспроизведения	181
5.4.3. Усилитель записи	181
5.4.4. Генератор стирания	183
5.4.5. Схема источника питания	186
5.5. Другие системы шумопонижения	190
5.5.1. Система шумопонижения dbx	190
5.5.2. Динамическое подавление шума (система DNRO)	192
5.5.3. Система шумопонижения Dolby® C	194
5.5.4. Система шумопонижения HUSH®	196
6. Черно-белые телевизоры	198
6.1. Телевизионный сигнал	198
6.1.1. Основные принципы телевидения	198
6.1.2. Полоса частот модулирующего сигнала	200
6.1.3. Форма видеосигнала и сигналов синхронизации	203
6.2. Некоторые особенности устройства телевизора	205
6.2.1. Вторая промежуточная частота звука	205
6.2.2. Отклонение луча магнитным полем	205
6.2.3. Телевизионная развертка	208
6.2.4. Использование импульсов обратного хода	210
6.2.5. Демпфирование и вольтодобавка	211
6.3. Транзисторный черно-белый телевизор	211
6.3.1. Тюнеры	211
6.3.2. Усилитель промежуточной частоты	220
6.3.3. Видеодетектор и фильтр	221
6.3.4. Предварительный каскад видеоусилителя	232
6.3.5. Ключевая схема АРУ	232
6.3.6. Канал звукового сопровождения	235
6.3.7. Выходной каскад видеоусилителя	235
6.3.8. Ограничитель синхроимпульсов	238
6.3.9. Генератор и выходной каскад кадровой развертки	239
6.3.10. Схема строчной развертки	246
6.3.11. Варианты схемных решений	271
6.4. Черно-белый телевизор в интегральном исполнении	272
Алфавитный указатель	285

ПРЕДИСЛОВИЕ

Данная книга посвящена теме, которая обычно опускалась в традиционных курсах радиотехнического образования, поэтому может рассматриваться и как справочник для профессионала, и как учебник. Для издания такого рода особенно важно, чтобы структура книги соответствовала ее назначению.

Когда я был студентом, то подрабатывал, занимаясь ремонтом радиоприемников, стереосистем и телевизоров. Некоторые необходимые для этого знания почерпнул из различных технических книг и журналов, другие приобрел в процессе работы.

Начав учиться в колледже по специальности радиоинженера, я с нетерпением ожидал того момента, когда мы начнем изучать принципы работы такой аппаратуры. Но, увы, надежды оказались напрасными! Схемы аппаратуры, с которыми обычно приходится работать специалистам по обслуживанию, как правило, значительно сложнее описанных в учебниках по электронике. Было ощущение, что меня обманули. Правда, позднее я понял, что авторы учебников просто жалели своих читателей: ведь намного легче разобраться в упрощенной, чем в сложной реальной схеме.

Так пришло осознание необходимости написания этой книги. По окончании колледжа мне стало ясно, что образование радиоинженера, по крайней мере, помогает разобраться в электронных схемах высокого уровня. Преподавательская практика дала дополнительный импульс: общение со старшекурсниками убедило меня в обязательности курса по бытовой электронике. Вот тогда-то я серьезно заинтересовался специальной литературой. Но это привело лишь к разочарованиям. Все без исключения имевшиеся материалы попадали в три категории:

- технические руководства для специалистов по обслуживанию. Обычно это были публикации о новом устройстве, насыщенные ошибками и несоответствиями;
- справочные издания, написанные инженерами. Они мало походили на учебники, хотя и содержали некоторую полезную информацию;
- публикации технических журналов, особенно «Труды ИИЭР по бытовой электронике» (IEEE Transactions on Consumer Electronics), которые вряд ли могли быть использованы в качестве учебного материала.

Итак, мне не удалось найти литературы, в которой бытовая электроника описывалась бы на должном инженерном уровне. Ничего не оставалось, как начать собирать материалы по данной теме. Когда это было сделано, появилась дисциплина по выбору для старшекурсников. Первоначально рассматривались не слишком сложные схемы существующей аппаратуры; разделы, трудные для восприятия, просто опускались.

Студенты с энтузиазмом восприняли этот курс, который в течение многих лет оставался наиболее популярным среди выбираемых на факультете электротехники (пока не появился курс по цифровой обработке сигналов).

Пришло время, когда стала очевидной необходимость обновления рассматриваемых схем и включения новых, появившихся в последнее время, бытовых приборов. Невозможно было более обходить трудные для понимания разделы. Таким образом, в 1982 году началась неоплачиваемая работа по написанию книги. В то время в Калифорнийском государственном университете в Чико (Chico) еще не применялись персональные компьютеры, текстовые процессоры и хорошие программы по анализу цепей, поэтому многое приходилось делать вручную. Не стоит считать это минусом: в большинстве случаев таким образом достигалось значительно лучшее понимание схемы, чем при компьютерном анализе, особенно когда исследователь вынужден был делать упрощающие предположения. Позднее с помощью компьютеров были завершены те немногочисленные расчеты, которые не удалось выполнить вручную.

При формировании структуры книги учитывались следующие вопросы: какие темы полезно развернуть до уровня главы, какое устройство следует рассмотреть для каждого из выбранных видов аппаратуры и как будет построена каждая глава.

После прочтения книги кто-то может спросить, почему, например, не представлены пейджеры, спутниковое телевидение, не уделено должного внимания персональным компьютерам. Вполне справедливые замечания, но, к сожалению, объем книги ограничен и не позволяет включить в нее все материалы, может быть, даже очень нужные. При определении содержания каждой главы использовались два критерия.

Первый из них следующий: если потенциального «героя» главы можно найти по крайней мере в половине американских семей, то он подходит на эту роль. Оценка только по этому критерию исключила пейджеры, спутниковое телевидение и персональный компьютер. Тогда почему мобильный телефон (глава 10) включен в книгу? Ответ прост: он представляет собой лишь одну из разновидностей телефонов.

Почему целая глава посвящена черно-белому телевизору, давно ушедшему в прошлое? Ответ связан со вторым критерием: если материал одной главы является основополагающим для другой, он должен быть рассмотрен обязательно. Разумно расширить анализ современного прибора, сначала рассказав о его историческом предшественнике, а затем конкретизировав отличия. Существует и определенная логика в повторении схем, например в главах 6 и 7: они используются для одних и тех же целей. Аналогичным образом построены главы о работающих только в диапазонах АМ или ЧМ радиоприемниках. Ни те, ни другие теперь уже не производятся (за некоторыми исключениями), однако данный материал необходим для понимания главы 3.

Следует назвать еще одну причину, по которой, в частности, персональные компьютеры исключены из книги. В основном структура цифровых систем одинакова, независимо от того, является ли система персональным компьютером или модулем управления видеомэгнитофоном.

Различие состоит в источнике сигнала, месте его назначения и, главное, в программе работы, анализ которой выходит за рамки этой книги. В связи с этим рассмотрение компьютера представляется нецелесообразным, несмотря на безусловное его присутствие во всех областях нашей жизни.

Ниже дано краткое содержание глав с комментариями автора.

Глава 1. Радиоприемники диапазона АМ

В эту главу вошли самые разнообразные материалы – от сведений о скромном детекторном приемнике до разъяснения принципа стереовещания в диапазоне АМ. Также здесь рассматриваются регенеративный, рефлексный, прямого усиления и супергетеродинный приемники в дискретном и интегральном исполнении.

Глава 2. Радиоприемники диапазона ЧМ

1950-е годы – время радиовещания в диапазоне ЧМ и АМ, и лишь немногие приемники могут принимать передачи с частотной модуляцией. Все доступные приемники ламповые, поскольку транзисторы еще находятся на начальном этапе развития. Впоследствии ЧМ и АМ приемники практически одинаково распространены, и большинство твердотельных приемников работают в обоих диапазонах. Чтобы максимально упростить первоначальное освоение темы, для рассмотрения был выбран приемник, принимающий только диапазон ЧМ. Анализ его схемы сопровождается представлением системы «FM Multiplex stereo». Далее представлены системы FMX и RDS.

Глава 3. Приемники, работающие в диапазонах АМ и ЧМ

В этой главе дан анализ приемника типа «Walkman». Рассмотрены также различные вопросы, касающиеся современных приемников, наиболее важным из которых является цифровая настройка с использованием кварцевого синтезатора частоты.

Глава 4. Коррекция частотных характеристик

Это единственная глава, не связанная с каким-либо оборудованием. В ней объясняется актуальность данной проблемы и средства ее решения. Показано также различие между настоящей регулировкой тембра, позволяющей усиливать или ослаблять верхний или нижний края звукового спектра, и регулировкой тембра шунтирующего типа, с помощью которой можно лишь ослаблять верхние звуковые частоты.

Глава 5. Магнитофоны

Перед анализом работы собственно магнитофона изложены необходимые основы теории магнетизма. В этой главе также рассмотрены следующие системы шумопонижения: Dolby® В и С, dbx, DNR® фирмы National Semiconductor и HUSH® фирмы Analog Devices.

Глава 6. Черно-белые телевизоры

Глава начинается с описания принципов работы, присущих только телевизору. Затем проводится полный анализ телевизоров на дискретных элементах и в интегральном исполнении. В последнем случае большая часть телевизора сосредоточена в одной микросхеме «Мономах» фирмы Motorola.

Глава 7. Цветные телевизоры¹

С опорой на данные предыдущей главы, детально представлено учение о цвете – колориметрии применительно к цветному телевидению. В отличие от других глав, в этой анализируется не все устройство на дискретных элементах, а лишь те узлы, где непосредственно обрабатываются цветовые сигналы. Далее проводится полный анализ цветного телевизора в интегральном исполнении.

Глава 8. Кассетные видеомагнитофоны

Среди всех электромеханических систем, массовый выпуск которых был налажен, кассетные видеомагнитофоны являются, несомненно, наиболее сложными. Это первое из описанных в книге устройств, которое никогда не производилось в дискретном исполнении. Его появление откладывалось до той поры, пока не были созданы большие интегральные схемы, позволяющие сделать жизнеспособное потребительское устройство. Даже без анализа схемы на дискретных элементах и многих принципов магнетизма, рассмотренных в главе 5, эта глава самая большая в книге.

Глава 9. Цифровые компакт-диски

Лазерные видеодиски, предшествовавшие, как теперь стало ясно, компакт-дискам, хотя и используются до сих пор, никогда не имели большого успеха на рынке. Перед рассмотрением собственно схемы в главе приводится обстоятельное объяснение используемых в системе помехоустойчивых кодов и механизмов слежения за дорожкой (трекинга). Никогда не было проигрывателя компакт-дисков, так же как и видеомагнитофона, выполненного целиком на дискретных компонентах. Схема в интегральном исполнении обсуждается детально.

Глава 10. Телефоны

Как объясняется в начале главы, сначала телефон не оценивался как потребительское устройство. Лишь с распадом компании AT&T представилась возможность приобретать собственные телефоны. По сути каждый, кто хотел лучше разобраться в телефоне, минуя компанию Bell System, терпел неудачу из-за отсутствия технической документации. Если же таковая существовала, то она редко была представлена в стандартных схематических обозначениях. В данной главе ошибки такого рода исправлены, проанализированы основные типы телефонов фирмы Bell System и Motorola на одной интегральной схеме, описана система сотовой телефонной связи и представлен анализ высокочастотной части сотового телефона.

Большинство глав имеет следующую структуру:

- историческое обоснование;
- новые принципы, используемые в аппаратуре данного типа;

¹ Эта и последующие главы книги составляют содержание тома 2.

- обзор блок-схемы;
- анализ типичной реальной схемы, в которой по возможности значительная часть выполнена на дискретных элементах;
- последние усовершенствования схемы и системы в целом.

Существует неизбежное противоречие между рассмотрением самых новых моделей в интегральном исполнении и анализом более ранних, в которых интегральные схемы либо не использовались вообще, либо использовались схемы малой интеграции, что позволяет проводить более детальный и конкретный анализ работы. В соответствии с выбранной структурой глав сделана попытка по возможности давать оба типа анализа. Несомненно, студенты лучше усваивают материал на примере дискретных схем. Трудности анализа оборудования с интегральными схемами большой интеграции хорошо продемонстрированы в главе 8.

Одной из наиболее важных особенностей книги является широта охвата материала, который необходимо было объединить. При рассмотрении схем использовались все возможные способы их анализа. В первых главах затронута работа антенн. Читатель встретит большое количество примеров усилителей с обратной связью, которые помогут научиться распознавать такие усилители и определять их коэффициент усиления. Также представлено большое количество типов генераторов, никогда ранее не встречавшихся в учебниках, и указано, какие именно их элементы определяют частоту генерации. Чтобы разобраться в вопросах стабильности систем, мы обратились к принципам работы систем автоматического управления. Рассмотрение эффекта Холла потребовалось в связи с применением бесколлекторных электродвигателей в кассетных видеомэгнитофонах и проигрывателях компакт-дисков. Принципы магнетизма необходимы для объяснения работы аудио- и видеомэгнитофонов. Колориметрия нужна для понимания цветного телевидения. Для объяснения принципа действия оптической считывающей головки в проигрывателе компакт-дисков следует напомнить многие законы оптики. То же относится и к теории информации, и к методам коррекции ошибок. Когда отдельные части книги были закончены, полученный результат превзошел все ожидания. Во многом он был достигнут благодаря объединению различных учебных дисциплин факультета радиотехники (уже изучавшихся многими студентами на младших курсах в качестве отдельных предметов). Кроме того, все необходимые курсы по электронике были построены так, чтобы служить необходимой предпосылкой для данного. Назначение академических программ Калифорнийского государственного университета в Чико – участие в образовательном процессе, что предполагает анализ их эффективности. Оценка дается уже работающими выпускниками при заполнении специальной анкеты. По мнению некоторых из них, курс по бытовой электронике оказался наиболее полезным из изученных в колледже. А некоторые признались, что благодаря этому курсу им было отдано предпочтение при приеме на работу.

Каждый раз, когда при написании книги возникал какой-нибудь «хитрый» вопрос, он оформлялся в виде упражнения, связанного с элементами устройств или проблемами анализа. Очень важно, что вопросы не выносятся в конец главы, а задаются по ходу изложения. Подобная методика вполне оправдана, так как

необходимая информация уже получена, а поставленный вопрос нацеливает на более внимательное прочтение темы. Эти упражнения служат хорошими домашними заданиями по курсу, составленными по принципу: от очень простых до очень сложных.

Значительный объем книги не позволяет ограничить ее изучение одним семестром. Было бы полезно предварительно ознакомить студентов хотя бы с основами АМ и ЧМ связи, что облегчит усвоение глав 1 и 2. В противном случае некоторые главы следует полностью исключить. Необходимо учитывать, что глава 3 основывается на главах 1-й и 2-й, глава 7 – на 6-й и обе во многом базируются на концепциях глав 1 и 2. Глава 8 тесно связана с 5-й. Для отдельного изучения можно выделить, вероятно, главы 9 и 10.

Как следует из названия, эта книга предназначена для радиоинженеров. Предполагается, что читатель обладает навыками расчетов и анализа схем, а также имеет основательную подготовку в области электронных схем и в какой-то мере знаком с электромагнитными устройствами и системами управления. Если такого опыта нет, то читатель может столкнуться с большими трудностями в понимании материала.

Для овладения терминологией бытовой электроники первое упоминание понятия в тексте дается курсивом.

Там, где используются стандарты, в анализе применяется действующая американская система.

Автор будет рад получить от читателей замечания и предложения.

СОГЛАШЕНИЕ

Цифровые маркировки элементов схемы в формулах обозначены нижним индексом, например: R_{121} , C_{27} и т.п. В основном тексте и рисунках они выглядят следующим образом: R121, C27 и т.п.

ОТ АВТОРА

Помимо автора в создании этой книги участвовало еще много людей.

Одному из первых следует выразить благодарность Оливеру Ричардсу (Oliver Richards), который проявлял большую заинтересованность в появлении этого труда. Он предоставил информацию не только об интегральных схемах, производимых фирмой Sprague Semiconductor (в настоящее время – Allegro Microsystems), но и о конструкции приемников в целом.

Мой коллега, профессор Ричард Беднар (Richard Bednar), помог в некоторых расчетах. Профессора Ральф Гагнон (Ralph Gagnon) и Джеф Лик (Jeff Leake) просмотрели разделы по оптике и алгоритмам коррекции ошибок (глава 9). Профессору Гарольду Петерсону (Harold Peterson) я признателен за плодотворные обсуждения и предложения по некоторым разделам книги. Кроме того, студенты его курса по современной измерительной аппаратуре провели измерения динамических характеристик оптической считывающей головки, приведенные в главе 9, а также схем автоматической регулировки уровня записи и ограничителя (глава 5).

Неоценим вклад работников фирмы Broadcast Technology Partners (ВТР) Эмиля Торика (Emil Torick), одного из изобретателей системы, и Мюррея Бода (Murray Bod), руководителя этого проекта, обеспечивших материалами о FMX™. Следует отметить и работу Джона Брауна (John Brown), который предоставил обновленный вариант системы.

Дэвид Лэйер (David Layer) из Национальной радиовещательной ассоциации прислал много информации по системе RBDS, а также по некоторым другим вопросам радиовещания.

Дэвид Ку (David Koo), представитель фирмы Philips Consumer Electronics и один из изобретателей системы подавления многоконтурности, любезно согласился просмотреть раздел рукописи, касающийся этой темы.

Билл Мархахем (Bill Marhahem) обеспечил доступ к технической документации по магнитофону фирмы Marantz, описанному в главе 5.

Особую благодарность хочется выразить Суюки Хироке (Sueyuki Hirooka)

и Вернону Бриссону (Vernon P. Brisson) за техническую информацию, необходимую для анализа видеоманитофона фирмы Sharp (глава 8). После безуспешных попыток получения материала на нижних уровнях фирмы я обратился с письмом о содействии к г-ну Хирокеа, президенту фирмы Sharp Electronics в Америке. Он направил просьбу г-ну Бриссону, который не только послал в Японию запрос на нужную информацию, но и организовал перевод основных обозначений в описаниях микросхем, выполненный К. Иделой (K. Idela).

Специалисты разных фирм по обслуживанию аппаратуры: Джерри Беннет (Jerry Bennet) и Стив Лони (Steve Loney) – Payless TV and Electronics, Карл Делматьер (Karl Delmatier) – The Electron Factory, Нейл Рагсдейл (Neil Ragsdale) – Shastronics, Роджер Шреер (Roger Schreur) – Roger's Home Electronics и Фрэнк Дато (Frank Dato) – Cellular Plus – помогли разобраться в работе бытовой электронной техники.

Шон Кэйн (Sean Kane), студент нашего университета, проделал большую и сложную работу по изготовлению большинства чертежей для книги.

Мими Хе (Mimi Huie) из фирмы CalTrans, а также жена и дочь автора, Регина и Элен Хофф, оказали большую помощь в корректорской работе.

Г-жа Андре Боуман (Andrea Bowman) и г-жа Она Гудвин (Ona Goodwin) провели долгие часы за перепечаткой рукописи, а г-жа Джейн Грин (Jane Greene) вносила исправления в рукопись там, где это требовалось. Большая часть работы производилась в то время, когда в нашем распоряжении еще не было текстового процессора, поэтому весь материал пришлось сканировать. Труд этих специалистов значительно ускорил подготовку рукописи к изданию.

Фред Зерега (Fred Zerega) предложил способ укладки больших схематических диаграмм на страницы книги значительно меньшего размера. Впоследствии этот способ был назван «методом дорожного атласа».

Также необходимо выразить признательность Калифорнийскому государственному университету в Чико, который выделил автору грант на исследования. Это позволило полностью заняться книгой в осеннем семестре 1996 года.

И наконец, автор должен выразить благодарность членам своей семьи, в течение многих лет оказывавшим ему поддержку.

«А что сверх всего этого, сын мой, того берегись: составлять много книг – конца не будет, и много читать – утомительно для тела».

Экклезиаст 12:12

Филип Хофф

Март 1997

1. РАДИОПРИЕМНИКИ АМ СИГНАЛОВ

1.1. Детекторный приемник

Как с концептуальной, так и с исторической точки зрения наш разговор о радиоприемниках следует начать с детекторного радиоприемника амплитудно модулированных сигналов АМ. Это простейший радиоприемник, состоящий всего лишь

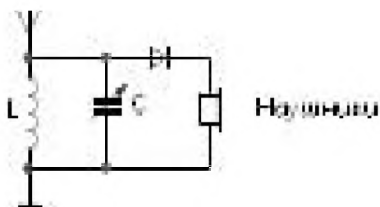


Рис. 1.1. Схема простого детекторного радиоприемника

из трех основных элементов: колебательного контура, *детектора*, телефона или наушников. Схема простого детекторного приемника показана на рис. 1.1. Чтобы получить слышимый сигнал, необходимо использовать длинную антенну (не менее 15 м) и заземление.

В приемнике используется *переменный конденсатор* C, перестраивающий резонансный *колебательный контур*, который образуется этим конденсатором с индуктивностью L, в пределах *радиовещательного диапазона* АМ 535–1705 кГц¹. На рис. 1.2 показаны два конденсатора переменной емкости, используемые для настройки контура.

Упражнение 1.1. Типичный переменный конденсатор имеет максимальную емкость 365 пФ.

1. Какова должна быть индуктивность, чтобы радиоприемник перекрывал весь диапазон АМ?
2. Какова должна быть минимальная емкость переменного конденсатора, чтобы радиоприемник перекрывал весь диапазон АМ?

Звуковая часть любого бытового электронного прибора обычно ассоциируется с термином «аудио», а усилитель, работающий с электрическими сигналами в диапазоне слышимости человеческого уха, называется *усилителем звуковых частот* (УЗЧ).

¹ Отечественные диапазоны длинных (ДВ) и средних (СВ) волн лежат в частотных границах 150–285 кГц и 525–1605 кГц. – *Прим. ред.*

Диод в схеме на рис. 1.1 демодулирует звуковой сигнал из высокочастотного АМ сигнала и подает его в головные телефоны, или наушники (Headphone).

Детекторный приемник имеет два серьезных недостатка: плохую селективность и плохую чувствительность. *Селективность* – это способность радиоприемника разделять сигналы двух станций с близко расположенными несущими частотами, особенно если одна из них наводит значительно больший сигнал в антенне приемника, чем другая. Если, прочитав это определение, вы пришли к выводу, что селективность должна зависеть от *добротности* Q резонансного контура, то вы абсолютно правы.



Рис. 1.2. Два типа конденсаторов переменной емкости

Чувствительность определяется минимальной величиной сигнала, который необходимо доставить к антенне, чтобы обеспечить удовлетворительный радиоприем. Для АМ радиоприемников чувствительность обычно выражается в мкВ/м, необходимых для работы приемника на полную мощность. Заметим, что чувствительность определяется напряженностью электрического поля электромагнитной волны, которую необходимо доставить от радиостанции к антенне приемника. Для ЧМ радиоприемников обычно дается напряжение сигнала в мкВ, необходимое для полной тишины в паузах передачи¹.

Прежде чем выяснять причины плохой селективности и чувствительности детекторного приемника, обратимся к процессу детектирования.

На рис. 1.3а показана временная диаграмма сигнала, излучаемого радиостанцией диапазона АМ, в случае передачи синусоидальной модуляции одной частотой.

Такой же вид будет иметь и сигнал на колебательном контуре. Далее он поступает на последовательную цепь из диода и наушников. Если предположить, что диод идеален, то он будет открыт только для положительных значений сигнала, показанного на рис. 1.3а.

Допустим, глубина модуляции сигнала единичной амплитуды равна 100%, а *несущая частота* в 1000 раз больше *частоты модуляции*. Аналитически *амплитудно-модулированный* сигнал можно представить следующим образом:

$$v(t) = \sin 1000 \omega_m t (1 + \sin \omega_m t).$$

В результате прохождения сигнала через идеальный диод отрицательные участки сигнала отсекаются, и на наушники поступает напряжение, диаграмма которого

¹ Чувствительность по полю задается, как правило, только для АМ приемников с магнитными антеннами. Детекторный приемник к ним не относится, поскольку сигнал, развиваемый магнитной антенной, слишком мал и требует усиления. Чувствительность же приемников с электрическими антеннами определяется минимальным напряжением сигнала на входе, обеспечивающим либо заданную выходную мощность, либо заданное отношение сигнал/шум, и измеряется в мкВ. – *Прим. ред.*

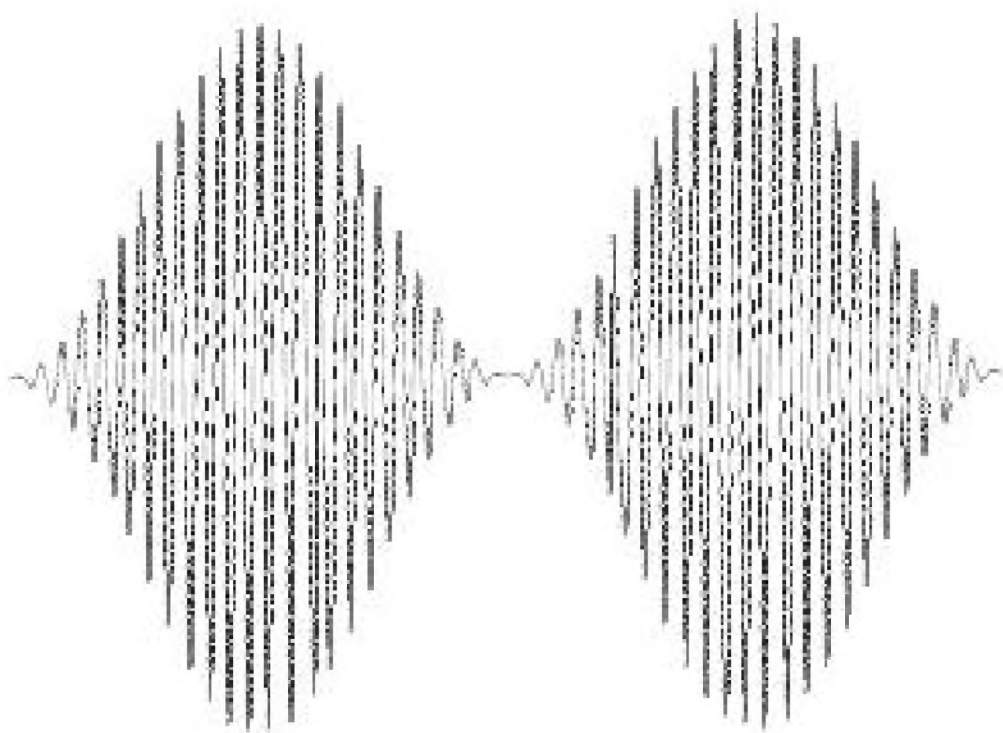


Рис. 1.3а. Амплитудно-модулированный сигнал

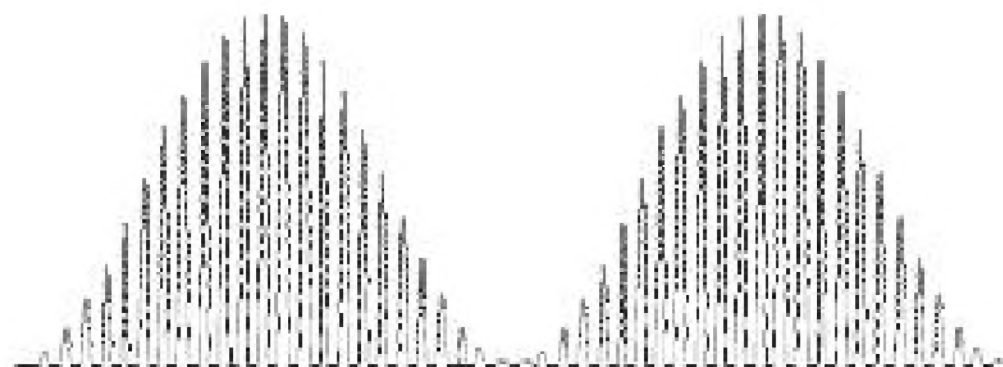


Рис. 1.3б. Тот же сигнал после прохождения через идеальный диод

показана на рис. 1.3б. Фурье-анализ этой кривой дает следующие значения амплитуд спектральных составляющих:

- постоянная составляющая – 0,130;
- гармоника на частоте ω_m – 0,102;
- гармоника на частоте $2\omega_m$ – 0,034;
- гармоника на частоте $3\omega_m$ – 0,034.

Гармоники более высоких порядков быстро убывают по амплитуде. Единственным фактором низкочастотной фильтрации в данном случае является механическая инерционность наушников, поэтому высшие гармоники не удаляются полностью и проявляются как искажения. Если не учитывать постоянную составляющую, то около 90% мощности сигнала приходится на основную частоту ω_m , остальные 10% – на искажения.

Можно выделить две причины плохой чувствительности детекторного приемника. Первая состоит в том, что приходится работать с относительно слабым

сигналом, а усиление отсутствует. Вторая причина – последовательная цепь из диода и наушников представляет собой нелинейную нагрузку, подключенную параллельно резонансному контуру. Количественное определение влияния такой нелинейной нагрузки выходит за рамки данной книги, но можно сказать, что влияние резистивной нагрузки на резонансный контур сводится к расширению резонансной кривой (то есть к ухудшению селективности) и уменьшению ее высоты (ослаблению чувствительности). Это проиллюстрировано на рис. 1.4. Для верхней кривой значение добротности Q в 5 раз больше, чем для нижней.

Поскольку радиовещательным станциям выделяются несущие частоты, отстоящие друг от друга на 10 кГц¹, а наша исходная частота составляет 1 МГц, то

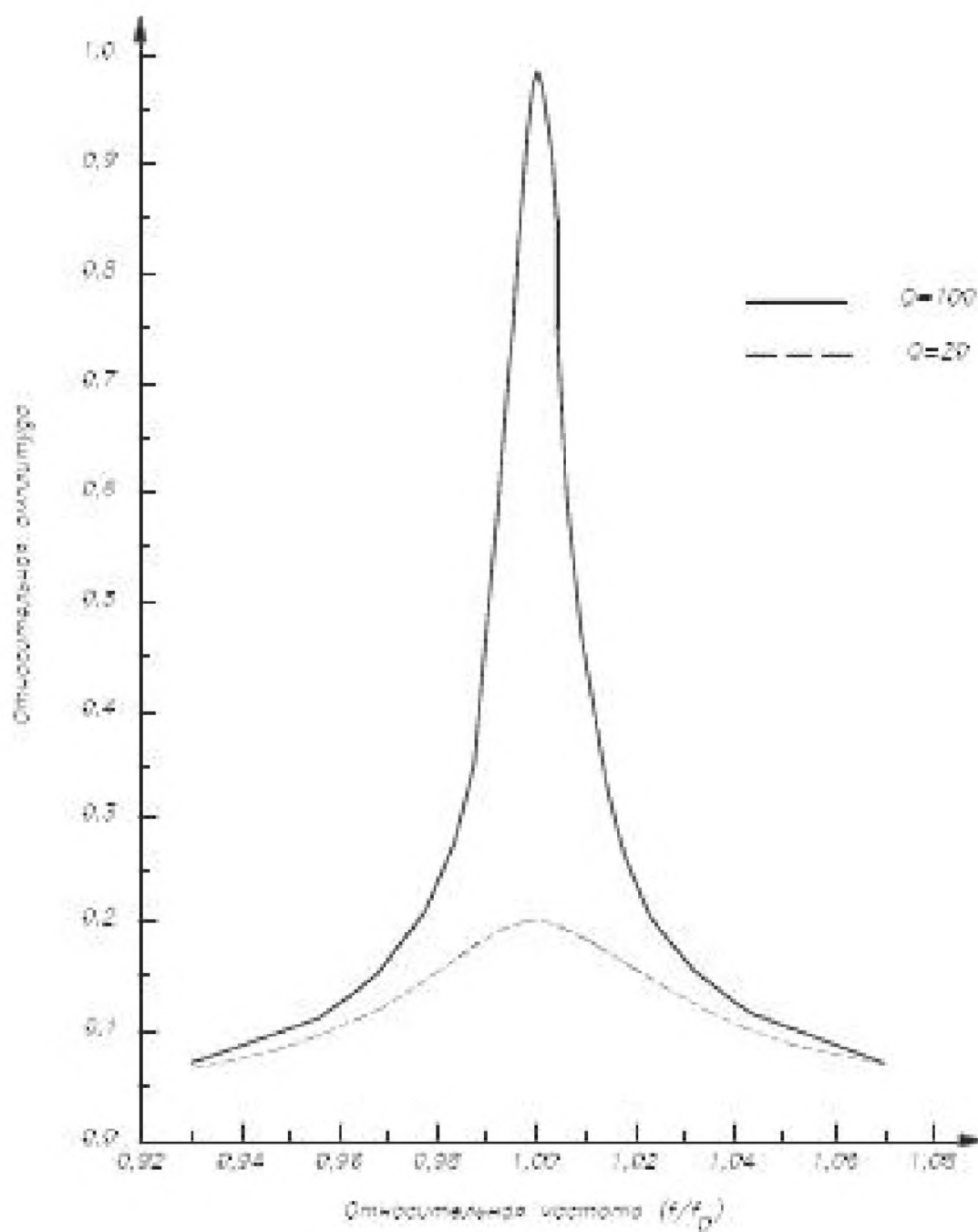


Рис. 1.4. Влияние добротности Q колебательного контура на чувствительность и селективность приемника

¹ В Европе и Азии 9 кГц. – Прим. ред.

ближайшие станции могут иметь частоты 0,99 и 1,01 МГц. Сначала рассмотрим работу приемника при меньшем значении добротности $Q = 20$. Для возбуждения одинакового по амплитуде напряжения на колебательном контуре сигнал от станции, работающей на частоте 0,99 МГц, должен быть лишь на 16% по мощности больше сигнала от станции, работающей на частоте 1,00 МГц. При большем значении $Q = 100$ сигнал на частоте 0,99 МГц должен быть в 5 раз больше, чем сигнал на частоте 1,00 МГц, чтобы возбудить такое же напряжение на контуре. Это означает увеличение селективности. Кроме того, в детекторном приемнике достижение хорошей селективности затрудняется еще и тем, что параллельно колебательному контуру подключена антенна с относительно низким полным сопротивлением.

Влияние низкой добротности Q на чувствительность еще более очевидно, так как максимальное значение напряжения на контуре, достигаемое при резонансе, прямо пропорционально значению Q .

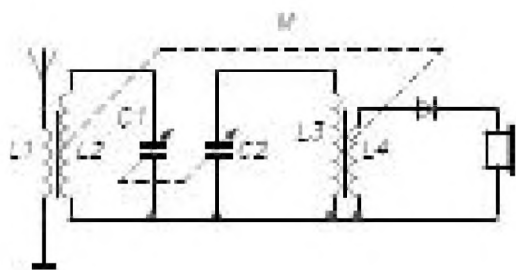


Рис. 1.5. Усовершенствованная схема детекторного приемника

На рис. 1.5 показана усовершенствованная схема, обеспечивающая существенное улучшение селективности, а также некоторое повышение чувствительности детекторного приемника.

В этой схеме катушка $L1$ возбуждается током, проходящим от антенны к земле. Катушка $L2$, повышающая напряжение (а следовательно, и полное сопротивление), образует колебательный контур с конденсатором $C1$, используемым для настройки.

Благодаря электромагнитной связи сигнал с катушки $L2$ передается на катушку $L3$. Последняя образует резонансный контур с конденсатором $C2$, объединенным в блок с конденсатором $C1$.

При использовании двух резонансных контуров селективность улучшается по следующим причинам:

- увеличение шунтирующего сопротивления повышает добротность;
- использование катушек на ферритовом сердечнике также улучшает добротность катушек;
- эффект взаимодействия двух резонансных контуров приводит к сужению полосы пропускания, как в случае каскадных усилителей¹. Трансформатор $L3 - L4$ снижает сопротивление для лучшего согласования с нагрузкой, состоящей из диода и наушников. При этом, конечно, снижается и напряжение.

В заключение следует отметить, что используемые в настоящее время наушники не могут быть применены в детекторном приемнике без усилителя, поскольку

¹ Полоса пропускания двух связанных контуров, вопреки утверждению автора, расширяется по сравнению с одиночным контуром той же добротности, зато крутизна скатов резонансной кривой увеличивается, и то и другое – положительные эффекты, поскольку лучше передаются крайние частоты спектра боковых полос полезной станции и сильнее ослабляются сигналы мешающих станций, отстоящих дальше по частоте. – *Прим. ред.*

почти все они имеют сопротивление 8–10 Ом. Это слишком низкая нагрузка для детекторного приемника. Минимально приемлемым значением сопротивления телефонов можно считать 2000 Ом.

1.2. АМ радиоприемники, представляющие исторический интерес

1.2.1. Регенеративный приемник

На заре радиотехники с относительно дорогими электронными лампами было особенно важно получить от каждого каскада как можно большее усиление. Это достигалось использованием *положительной обратной связи*, и радиоприемники, в которых она применялась, были названы *регенеративными*. Такая техника в ряде случаев работала хорошо. Но положительной обратной связи свойственны некоторые существенные недостатки, в частности плохое качество звука, высокий уровень шума, нестабильность коэффициента усиления. Регенеративные приемники обязательно имели регулировку глубины обратной связи. Для достижения наибольшего усиления обычно старались установить максимально возможную положительную обратную связь, еще не приводящую к возникновению генерации. Однако при большой положительной обратной связи коэффициент усиления приобретает повышенную нестабильность, поэтому приемник нередко «срыгается» в режим генерации, обрушивая на слушателя неожиданно громкий звук. Избежать этого можно, уменьшив глубину обратной связи. Но даже в этом случае результаты значительно превосходили те, которых можно было бы ожидать от одной или двух ламп без использования положительной обратной связи. С появлением транзисторов история повторилась, в первую очередь, у экспериментаторов, проявивших интерес к этой тематике. Схема эффективного регенеративного приемника показана на рис. 1.6.

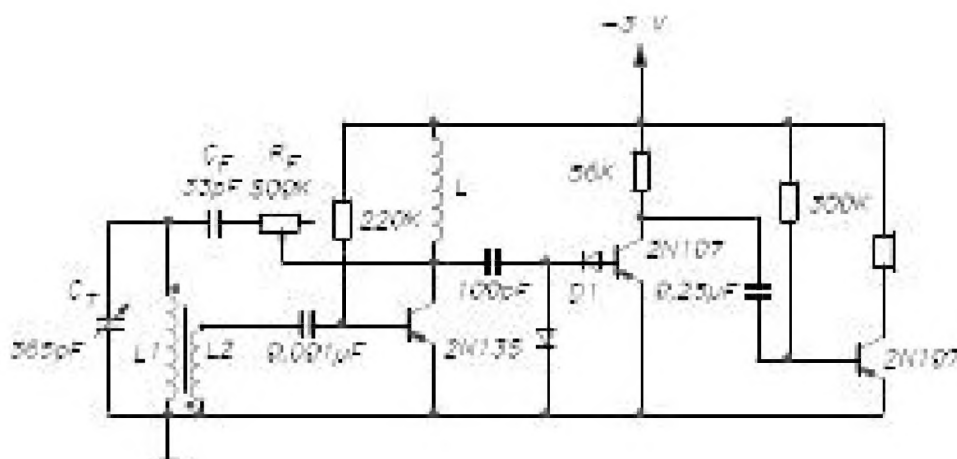


Рис. 1.6. Регенеративный радиоприемник

Катушки L1 и L2 являются частями одной катушки с отводом, на ферритовом стержне. Такая конструкция известна как *ферритовая стержневая антенна*.

В этой схеме кроме системы регенерации можно отметить еще несколько интересных моментов. Для начала определим полное сопротивление конденсаторов

33 пФ, 100 пФ и 0,001 мкФ на частоте 1 МГц, расположенной в середине диапазона АМ:

$$|Z_{33\text{пФ}}| = 4823 \text{ Ом};$$

$$|Z_{100\text{пФ}}| = 1592 \text{ Ом};$$

$$|Z_{0,001\text{мкФ}}| = 159 \text{ Ом}.$$

Конденсатор 33 пФ входит в петлю обратной связи. Сопротивление конденсатора 0,001 мкФ составляет менее одной десятой ожидаемого входного сопротивления транзистора 2N135; следовательно, этот конденсатор не препятствует прохождению переменного тока.

Конденсатор связи 100 пФ, передающий АМ сигнал на *детектор*, одновременно закрывает путь постоянному току коллектора транзистора 2N135 на землю через диод D2. Величина полного сопротивления этого конденсатора позволяет предположить, что он еще и ограничивает нагрузку первого каскада. Заметим, что ток диода D1 смещает базу первого транзистора усилителя низкой частоты в прямом направлении, являясь единственным источником базового смещения для этого каскада. Здесь мы впервые столкнулись с явлением *автоматического смещения рабочей точки*, зависящего от амплитуды сигнала. Второй диод D2 служит для разряда конденсатора 100 пФ во время положительных полупериодов. Если бы его не было, то после заряда конденсатора до амплитуды напряжения сигнала во время отрицательных полупериодов на вход усилителя низкой частоты не поступал бы никакой сигнал. Заметим, что два диода, конденсатор 100 пФ и входная емкость транзистора 2N135 образуют *выпрямитель с удвоением напряжения*.

Позволив себе некоторые грубые допущения, мы можем воспользоваться теорией обратной связи для быстрого, но приближенного анализа работы первого каскада.

Будем считать антенну источником тока. Допустим, что потери в резонансном контуре отсутствуют, то есть его полное сопротивление на частоте резонанса бесконечно велико, и ток в нем равен нулю.

Предположим, что трансформатор, состоящий из L1 и L2, идеален. Это означает, что обе его обмотки имеют бесконечно большую индуктивность. Строго говоря, в таком случае для резонанса колебательного контура требуется, чтобы значение C_T было равно 0. Ни одно из сделанных предположений не является чересчур неразумным, если емкость C_T мала, а индуктивность L1 велика. С учетом этих предположений и наших рассуждений о постоянных конденсаторах мы можем изобразить схему первого каскада в виде устройства с обратной связью, как это показано на рис. 1.7.

В общем случае коэффициент усиления *усилителя с обратной связью* можно записать в виде:

$$A_f = \frac{A}{1 + AF}, \quad (1.1)$$

где A – коэффициент усиления усилителя без обратной связи, а F – передаточная функция цепи обратной связи. Пренебрегая взаимным влиянием A и F ,

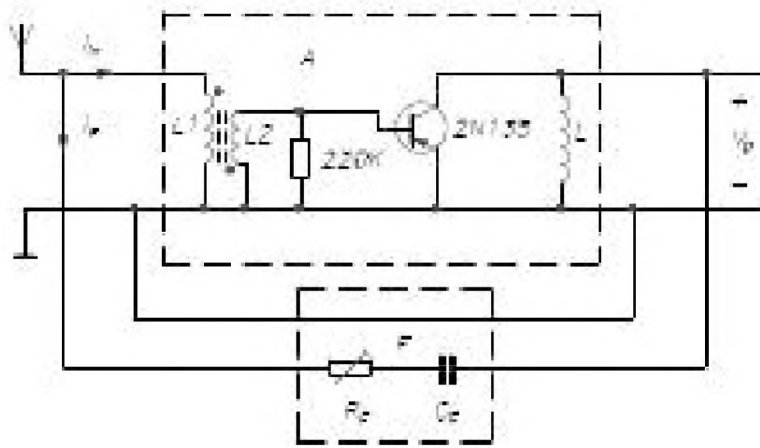


Рис. 1.7. Схема регенеративного приемника (рис. 1.6), представленная в виде типового устройства с обратной связью

передаточную функцию для усилителя, выполняющего преобразование входного тока I_{in} в выходное напряжение V_{out} , можно записать в следующем виде:

$$A = \frac{V_{out}}{I_{in}} = h_{21\Omega} \frac{N_1}{N_2} Z_L \quad (1.2)$$

В этом уравнении $h_{21\Omega}$ – статический коэффициент передачи тока транзистором в схеме с общим эмиттером, часто обозначаемый β , а N_1 и N_2 – число витков катушек $L1$ и $L2$ соответственно. Точками на рис. 1.7 обозначены начала обмоток катушек, трансформатор $L1-L2$ вносит фазовый сдвиг 180° , компенсирующий перевернут фазы, создаваемый усилителем на *транзисторе с общим эмиттером* (ОЭ). Значение индуктивной нагрузки в данном случае совершенно не критично; можно использовать, например, дроссели частотной коррекции, применяемые в телевизионной аппаратуре, так называемые *обострителями импульсов*. Это небольшие катушки, намотанные прямо на резисторе с сопротивлением в несколько килоом и подключенные параллельно этому резистору. Обычно они используются в качестве нагрузки в высокочастотных цепях. Их полное сопротивление увеличивается с частотой, что компенсирует уменьшение амплитуды выходного сигнала активных элементов при возрастании частоты.

Типичный обостритель импульсов имеет индуктивность порядка 100 мкГн, а активное сопротивление его столь мало, что добротность определяется параллельным шунтирующим сопротивлением. Нами была смонтирована схема, показанная на рис. 1.6, с единственным отличием: емкость конденсатора C_F равна 47 пФ. Обостритель, использованный в качестве нагрузки первого каскада, представляет собой индуктивность 100 мкГн, зашунтированную резистором 5,6 кОм. После настройки на станцию на частоте 1060 кГц величина R_F была отрегулирована до получения максимальной громкости без генерации.

Измеренное значение R_F составило 30 кОм. Далее потребуются следующие параметры для транзисторного каскада:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= 4,5 \text{ МГц (граничная частота в транзисторной схеме с общей базой);} \\ h_{21\Omega} &= \beta = 20 \text{ на низких частотах;} \\ f_\beta &= 225 \text{ кГц (граничная частота в транзисторной схеме с общим эмиттером).} \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\beta(f) = \frac{20}{1 + jf / f_\beta} \quad (1.3)$$

Подставляя $f = 1,06$ МГц, получаем

$$\beta(1,06 \text{ МГц}) = \frac{20}{1 + j4,71}.$$

Для трансформатора

$$N_1 / N_2 = 10 \quad (1.4)$$

Для обострителя

$$Z_L = \frac{j3,73 \times 10^6}{j666 + 5600} \quad (1.5)$$

Для цепи обратной связи (без учета нагрузки) в соответствии с рис. 1.7 получаем

$$\frac{I_F}{V_0} = F = \frac{-1}{R_F + 1 / jC_F \omega} = \frac{-jC_F \omega}{1 + jR_F C_F \omega} = \frac{-j3,13 \cdot 10^{-4}}{1 + j9,39}. \quad (1.6)$$

Из уравнений (1.3) – (1.6) совместно с (1.2) можно получить выражение для коэффициента петлевого усиления:

$$\begin{aligned} \mathbf{AF} &= \frac{20}{1 + j4,71} \times 10 \times \frac{j3,73 \times 10^6}{5600 + j666} \times \frac{-j3,13 \times 10^{-4}}{1 + j9,39} = \\ &= \frac{233500}{(1 + j4,71)(5600 + j666)(1 + j9,39)} = \frac{233500}{-251461 + j50170} = \\ &= 0,91 \angle 169^\circ = -0,91 \angle -11^\circ \quad (1.7) \end{aligned}$$

Значение этого результата можно оценить, если обратиться к формуле (1.1). Из нее видно, что если $\mathbf{AF} = -1 \angle 0^\circ$, то возникает генерация. Если при этом $|\mathbf{AF}| < 1$, то мы имеем положительную обратную связь без генерации, что соответствует случаю регенеративного приемника. Далее, поскольку приемник настроен достаточно близко к порогу генерации, следует ожидать, что петлевое усиление \mathbf{AF} будет близко к -1 , а фазовый сдвиг – к 0 . Совпадение этого предположения с формулой (1.7) следует считать в большой степени случайным, так как допуск на параметры используемых деталей составляет 10%, а наша гипотеза о малом влиянии нагрузки представляется весьма спорной из-за части выходного тока, уходящего в цепь положительной обратной связи. Причина состоит в том, что для входного и выходного импедансов усилителя с обратной связью справедливы выражения

¹ Так обозначается модуль и аргумент (фазовый сдвиг) комплексного числа. – Прим. ред.

$$Z_{inF} = \frac{Z_{in}}{1 + AF} \gg Z_{in}, \text{ и } Z_{outF} = \frac{Z_{out}}{1 + AF} \gg Z_{out}.$$

В случае сильной положительной обратной связи знаменатель в этих формулах стремится к 0. Большое по величине входное сопротивление будет нагружать цепь обратной связи F , являющуюся источником тока для входного узла, в то время как большая величина выходного сопротивления делает его чувствительным к нагрузке цепью обратной связи F .

1.2.2. Рефлексный приемник

Рефлексный радиоприемник представляет собой пример конструкции, позволяющей достигнуть хороших результатов с минимумом деталей. Основная идея заключается в следующем: вначале транзистор усиливает сигнал в том виде, в каком он поступил от радиостанции. Такой усилитель называется *радиочастотным* (УРЧ) или *высокочастотным* (УВЧ). После детектирования сигнал низкой или звуковой частоты (НЧ или ЗЧ) снова пропускается через тот же транзистор. Для распределения РЧ и НЧ сигналов по нужным направлениям используются специальные цепи частотной селекции.

На первый взгляд может показаться, что присутствие двух столь различных сигналов в одном транзисторе может привести к их взаимному смещению. Однако для линейного усилителя применим принцип суперпозиции, в соответствии с которым два сигнала могут усиливаться вместе, не взаимодействуя друг с другом. Это справедливо только в том случае, если усилитель действительно линеен. Например, возможна ошибка второго порядка, связанная с тем, что НЧ сигнал большой амплитуды будет вызывать изменение параметров эквивалентной схемы. Поскольку такие изменения будут медленными по сравнению с высокой частотой, это приведет к дополнительной модуляции низкой частотой уже модулированного радиосигнала. Но маловероятно, что за то время, которое потребуется ВЧ сигналу, чтобы «вернуться», НЧ сигнал успеет существенно измениться¹.

На рис. 1.8 показана схема рефлексного приемника на двух транзисторах.

Анализ этого приемника предназначен для упражнения. Однако вначале отметим три момента, касающиеся данной схемы:

- потенциометр $R7$ регулирует амплитуду проходящего НЧ сигнала и представляет собой делитель напряжения. Это *регулятор громкости*, и его реализация типична для большинства таких регуляторов;
- рефлексный каскад выполнен на транзисторе 2N168A, конденсатор $C3$ в эмиттерной цепи которого должен иметь низкое сопротивление во всей рабочей полосе частот, то есть являться *блокировочным*. Часто используемые в качестве блокировочных *электролитические конденсаторы*, особенно алюминиевые, могут быть далеки от идеала. Их полное сопротивление на высокой частоте

¹ В этом автор не совсем прав: фазовые сдвиги НЧ сигнала в цепи нагрузки детектора могут быть значительными, и тогда искажения закона модуляции неизбежны. Впрочем, рефлексные каскады никогда не применялись в приемниках более или менее высокого класса. – *Прим. ред.*

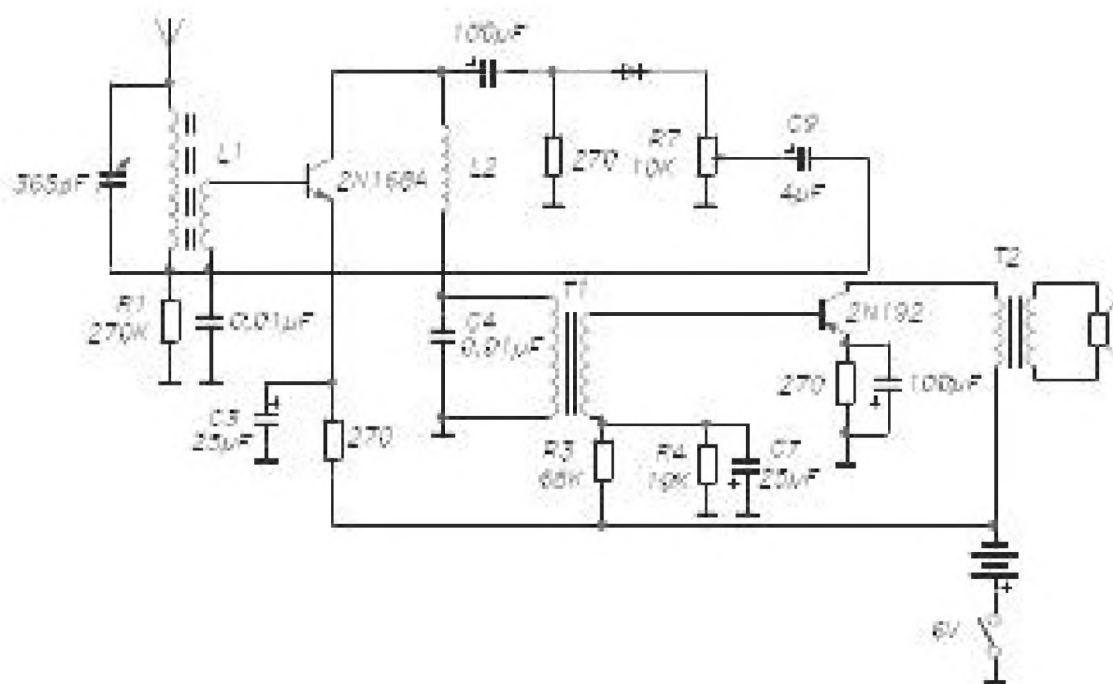


Рис. 1.8. Рефлексный радиоприемник

может на несколько порядков превышать те значения, которые имел бы идеальный конденсатор той же емкости. Это отображено на рис. 1.9. Приведенные кривые заимствованы из работы Финка (Fink) и Кэрролла (Carroll) [1]

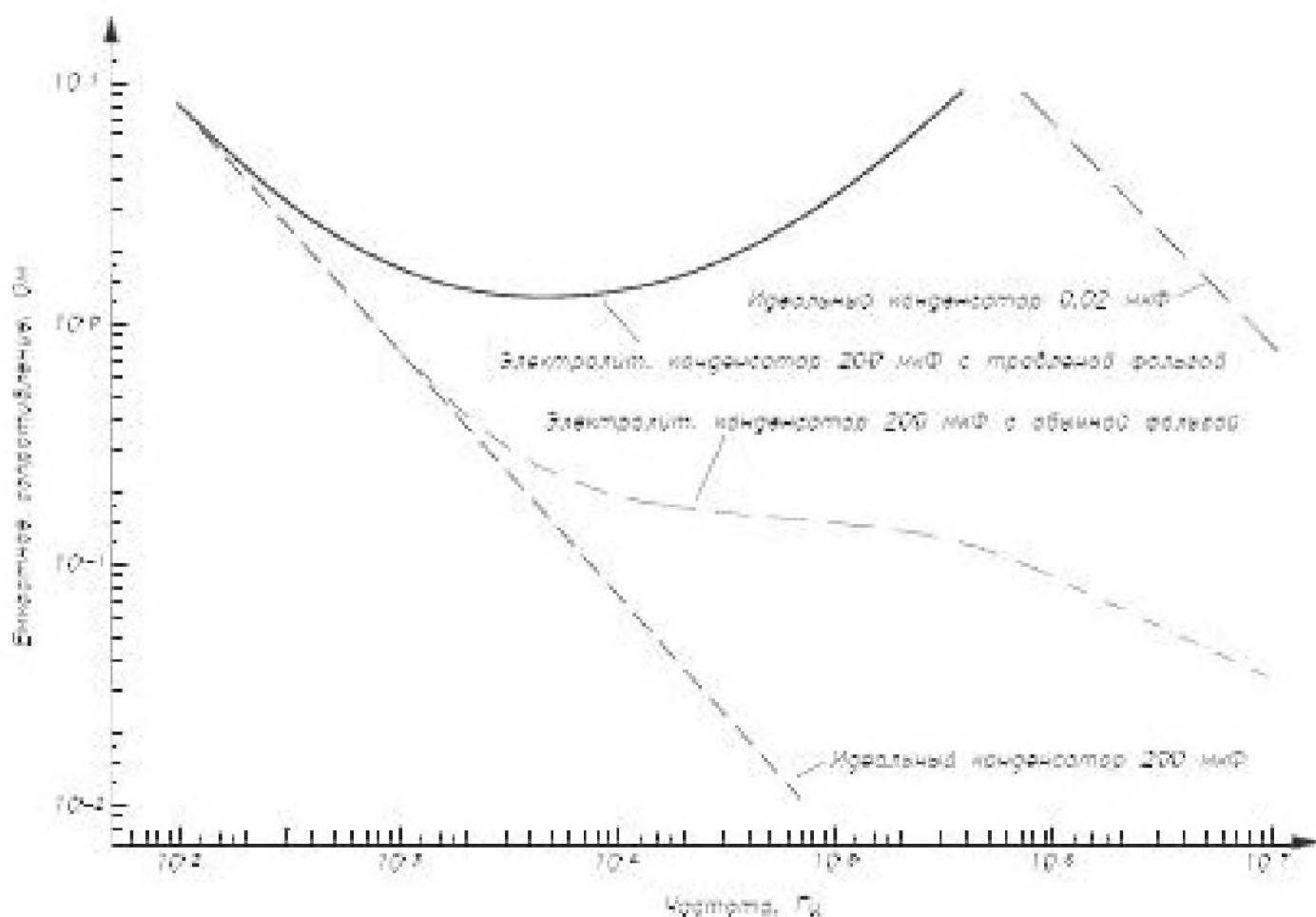


Рис. 1.9. Зависимости реактивного сопротивления конденсаторов различных технологий от частоты

и показывают, что в радиовещательном диапазоне частот в целом идеальный конденсатор емкостью 0,02 мкФ обладает меньшим полным сопротивлением, а следовательно, лучше исполняет роль блокировочного, чем алюминиевый электролитический конденсатор с травленной фольгой емкостью 200 мкФ. Если пересчитать эти кривые для конденсатора емкостью 25 мкФ, включенного в эмиттерную цепь, то получим, что конденсатор с обычной фольгой на частоте 1 МГц имеет полное сопротивление около 0,7 Ом, что вполне достаточно. Однако конденсатор такой же емкости с травленной фольгой имеет полное сопротивление около 160 Ом, что недостаточно для хорошего шунтирования резистора 270 Ом. Поэтому в радиотехнических схемах часто можно увидеть керамические конденсаторы, включенные параллельно электролитическим;

○ индуктивность L2 в коллекторной цепи 2N168A обладает большим полным сопротивлением в радиочастотном диапазоне и используется в качестве коллекторной нагрузки. В диапазоне звуковых частот ее полное сопротивление мало, и ток НЧ сигнала, проходя через эту индуктивность, попадает на первичную обмотку трансформатора T1¹.

Упражнение 1.2

1. Каково назначение конденсатора C4?
2. Укажите основное место назначения сигнала, идущего от регулятора громкости через конденсатор C9.
3. Каково назначение резистора R1?
4. Почему нижний конец вторичной обмотки T1 не соединен непосредственно с землей?
5. Оцените нижнюю частоту среза в диапазоне НЧ каскада на транзисторе 2N168A, обусловленную конденсатором C3.

1.2.3. Приемник прямого усиления

Когда в 1920 году началось коммерческое радиовещание, его слушателями были только владельцы самодельных радиоприемников. Но очень скоро повсюду возникли предприятия по производству этой аппаратуры. У энтузиастов-радиолюбителей были дешевые и чувствительные модели, такие как регенеративные и рефлексные. Однако широкая публика желала иметь что-либо более простое в обращении и лучшего качества звучания. Поэтому первые приемники промышленного производства по большей части были *приемниками прямого усиления*.

В 1918 году майором (Edwin Armstrong) был изобретен *супергетеродинный радиоприемник*². Ему-то и было суждено продемонстрировать полное превосходство над другими радиоприемниками, которое сохраняется и до настоящего времени. Схема этого приемника будет рассмотрена в разделе 1.3.

¹ На рис. 1.8 неверно указана емкость разделительного конденсатора перед детектором. Он должен пропускать к детектору только радиочастотные колебания, и электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ здесь совершенно неуместен. Скорее всего, емкость должна составлять 100 пФ. – *Прим. ред.*

² Несколькими месяцами ранее схема супергетеродинного приемника была независимо запатентована немцем Шоттки и французом Леви. – *Прим. ред.*

Приемники прямого усиления имели один, два или даже три каскада усиления высокой частоты, причем все настраивались, то есть каждый обладал селективностью¹. Последовательное включение нескольких селективных каскадов обеспечивало высокую избирательность всего приемника. Наиболее ранние модели имели отдельные элементы настройки каждого каскада, что обуславливало весьма кропотливую процедуру настройки. Позднее появились многосекционные конденсаторы переменной емкости, использование которых в приемниках прямого усиления обеспечило значительно более удобную настройку. Выходной сигнал с усилителя высокой частоты подавался на детектор, а затем на *усилитель низкой частоты* (УНЧ), нагруженный на громкоговоритель через понижающий трансформатор.

Простой приемник прямого усиления будет рассмотрен в разделе 1.8.1.

Период господства на рынке приемника прямого усиления длился недолго. Преимущества *супергетеродинного радиоприемника*, часто называемого супергетеродином, были слишком очевидны, чтобы их не замечать. Приемник прямого усиления склонен к самовозбуждению, и потому для обеспечения устойчивости требовалась тщательная коррекция селективных каскадов усиления ВЧ. Достигнутая простота настройки одной ручкой имела и свою отрицательную сторону: пользователь теперь лишался возможности индивидуальной подстройки отдельных каскадов для оптимизации общей настройки. Супергетеродин обеспечивал лучшую чувствительность, а избирательность его была, по крайней мере, не хуже, чем у однокаскадного приемника прямого усиления, и все это при меньшем числе деталей. К 1930 году супергетеродин практически стал стандартом для радиоприемников.

1.3. Принцип супергетеродинного приема

Возможно, для инженера *гетеродинирование* больше известно под названием «смещение». Если два сигнала с различающимися частотами смешиваются нелинейным образом, то на выходе смесителя будут присутствовать частотные составляющие на суммарной и разностной частотах двух входных сигналов. Обычно разностная частота находится в низкочастотном диапазоне. В супергетеродинном приемнике это не так: разностная частота находится в промежутке между низкочастотным и высокочастотным диапазонами. Отсюда термин *промежуточная частота* (ПЧ). Поскольку сигнал с разностной частотой располагается на «суперзвуковой» частоте, он называется супергетеродинным². Структурная схема супергетеродинного приемника показана на рис. 1.10.

Гетеродин вырабатывает синусоидальный сигнал, который смешивается с РЧ сигналом от антенны. (Иногда можно встретить супергетеродин с каскадом УРЧ

¹ Отсюда произошло сокращенное название приемников прямого усиления – TRF (Tuned Radio Frequency). – *Прим. ред.*

² На самом деле до начала радиовещания радиотехника пережила эпоху гетеродинных приемников, предназначенных для приема немодулированных телеграфных сигналов. Гетеродин в них настраивался на частоту, близкую к частоте сигнала, чтобы образовать слышимые звуковые биения. Телеграфный гетеродин имеется в схеме, запатентованной Армстронгом в 1918 году. Когда же был добавлен еще один гетеродин, служащий для предварительного переноса РЧ сигнала на ПЧ, такие приемники называли супергетеродинными. – *Прим. ред.*

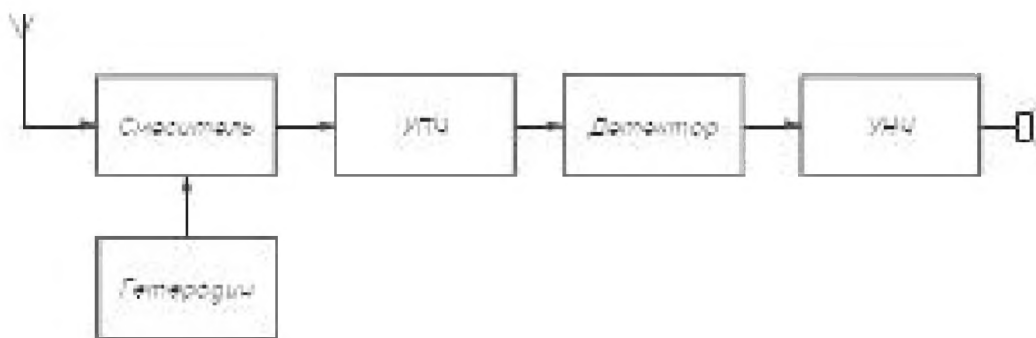


Рис. 1.10. Структурная схема супергетеродинного приемника

между антенной и смесителем.) Для настроек входной цепи и гетеродина с целью поддержания его частоты всегда на величину ПЧ выше, чем частота принимаемой станции, используется двухсекционный конденсатор переменной емкости. Например, ПЧ для большинства американских радиоприемников равна 455 кГц. Если приемник настроен на 1000 кГц, гетеродин должен работать на частоте 1455 кГц, если выбрана станция на 1550 кГц, частота гетеродина – 2005 кГц. В этом легко убедиться, проделав простой эксперимент. Большинство радиоприемников немного излучает на частоте гетеродина. Расположите два радиоприемника как можно ближе друг к другу. Настройте один из них на радиостанцию на частоте ниже 1100 кГц. Тогда его гетеродин будет работать на частоте на 455 кГц выше. Рассчитайте эту частоту и настройте на нее второй приемник. При прохождении настройки второго приемника через частоту гетеродина первого будет слышен отчетливый свист. Удостоверьтесь в том, что причина свиста определена правильно, выключив первый приемник. Желательно, чтобы он был портативным – в таком случае проще наблюдать вышеназванный эффект, изменяя взаимную ориентацию двух приемников¹.

А что происходит с суммарной частотой? Нас интересует только разностная частота, которая остается постоянной и равной 455 кГц независимо от того, на какую станцию настроен радиоприемник. Суммарная частота при этом изменяется, а это нежелательно. Для выделения нужной разностной частоты между смесителем и *усилителем промежуточной частоты* (УПЧ) располагается параллельный резонансный контур, настроенный на частоту 455 кГц. В АМ приемниках УПЧ состоит обычно из двух, иногда трех каскадов. В процессе регулировки приемника вход и выход каждого каскада настраиваются на ту же частоту.

Выше отмечалось, что гетеродин работает на частоте, всегда на 455 кГц большей частоты принимаемого ВЧ сигнала. Почему не ниже? Дело в том, что значительно легче обеспечить слежение за частотой сигнала, если частота гетеродина выше частоты сигнала на 455 кГц. В 1996 году интервал несущих частот радиовещательного АМ диапазона был расширен от прежнего значения 540–1600 кГц до нового 540–1700 кГц². Если бы гетеродин работал на частоте ниже частоты

¹ Сам по себе сигнал гетеродина первого приемника не создает во втором приемнике слышимых звуковых биений и принимается как немодулированная несущая. Свист появляется, если из первого приемника во второй наводится еще и сигнал ПЧ. – *Прим. ред.*

² Только в США. – *Прим. ред.*

радиосигнала, то перестраивался бы в интервале частот от 85 до 1245 кГц. При работе же на частоте выше частоты сигнала ему необходимо перестраиваться в интервале частот 995–2155 кГц. Из этих оценок следует, что второй вариант имеет два преимущества для условий настройки. Первое – частота гетеродина изменяется по диапазону лишь немногим более чем в два раза. Для первого же варианта требуется изменение частоты гетеродина в 14 раз. Если вспомнить, что резонансная частота параллельного LC-контура изменяется пропорционально $C^{-1/2}$, то окажется, что для изменения частоты в 14 раз емкость должна изменяться в 196 раз. Обеспечить такую большую перестройку емкости в одном элементе управления очень трудно, если вообще возможно.

Второе преимущество работы гетеродина на частоте выше частоты сигнала очевидно при рассмотрении приема станции на частоте вблизи середины диапазона, например на 1000 кГц. В этом случае гетеродин должен работать на частоте 545 или 1455 кГц. Отношение этих двух частот равно 2,67, поэтому конденсатор, необходимый для настройки гетеродина на частоту 545 кГц, будет в 7 раз больше, чем требуемый для настройки на частоту 1455 кГц. Таким образом, при нижнем расположении частоты гетеродина переменный конденсатор оказывается неприемлемо сложным и дорогим.

Остановимся еще на одном вопросе. Допустим, приемник настроен на частоту 640 кГц. Тогда гетеродин должен работать на частоте 1095 кГц. Предположим также, что имеется очень сильная станция на частоте 1550 кГц. Если вход приемника настроен на частоту 640 кГц, то только очень малая доля сигнала на частоте 1550 кГц пройдет в приемник. Но любой сигнал, попавший в смеситель и смешанный с гетеродинным на частоте 1095 кГц, преобразуется в сигнал на разностной частоте 455 кГц и далее будет нормально обрабатываться наряду с полезным от радиостанции на частоте 640 кГц. Рассмотренный здесь паразитный сигнал (в данном случае на частоте 1550 кГц) соответствует *зеркальному каналу приема*. Простейшим способом борьбы с ним является повышение селективности РЧ цепей, что практически сводится к повышению добротности резонансных контуров и/или к добавлению УРЧ¹.

Прежде чем закончить обсуждение принципа супергетеродинного приема, отметим, что вся информация, имеющаяся в исходном АМ сигнале, полностью и в той же форме присутствует и в сигнале ПЧ. Все, что мы сделали, это лишь перенесли содержание передачи на другую несущую частоту – 455 кГц. Это можно доказать математически, но, вероятно, для случая синусоидальной модуляции проще показать это на диаграмме спектрального распределения энергии сигнала, приведенной на рис. 1.11.

Каждая составляющая исходного спектра при взаимодействии с сигналом гетеродина на частоте 1455 кГц формирует суммарную и разностную частоты.

¹ Усиление по радиочастоте тут ни при чем, важен лишь контур в УРЧ. Повысить селективность входных цепей можно применением многоконтурных полосовых фильтров, так обычно и делают. В годы до и после второй мировой войны очень часто встречались приемники с трехсекционным конденсатором переменной емкости, две секции которого перестраивали двухконтурный полосовой фильтр преселектора, а третья – гетеродин. – *Прим. ред.*

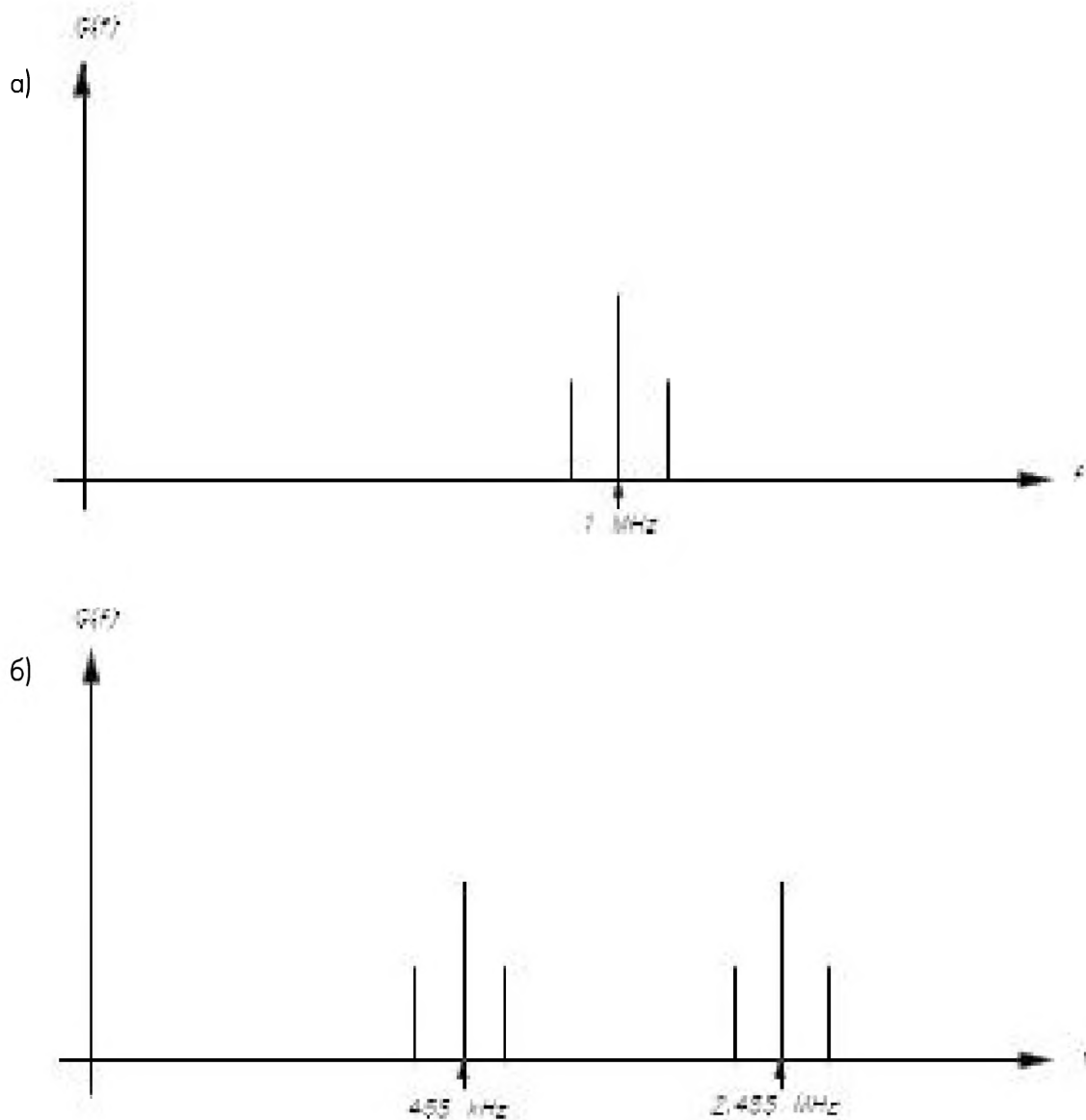


Рис. 1.11. Распределение энергии в спектре АМ сигнала радиовещательной станции: а – до гетеродинирования, б – после гетеродинирования

Селективный усилитель промежуточной частоты (УПЧ) выделяет нижнюю триаду, которая является просто смещенной по частоте вниз копией исходного сигнала.

1.4. Автоматическая регулировка усиления

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для частичного выравнивания громкости радиостанций, которые могут сильно различаться по уровню сигнала, поступающего на приемник. Эта функция особенно важна для автомобильных приемников, когда постоянно изменяющиеся внешние факторы, такие как ориентация антенны, препятствия, вызывают большие изменения уровня сигнала. Даже относительно дешевый домашний приемник должен обладать АРУ глубиной около 20 дБ, тогда как для автомобильного приемника даже 40 дБ не вполне достаточно. На рис. 1.12 показана выходная характеристика усилителя с АРУ.

Принцип работы АРУ заключается в следующем. Переменное напряжение на выходе усилителя преобразуется в постоянное напряжение, которое используется

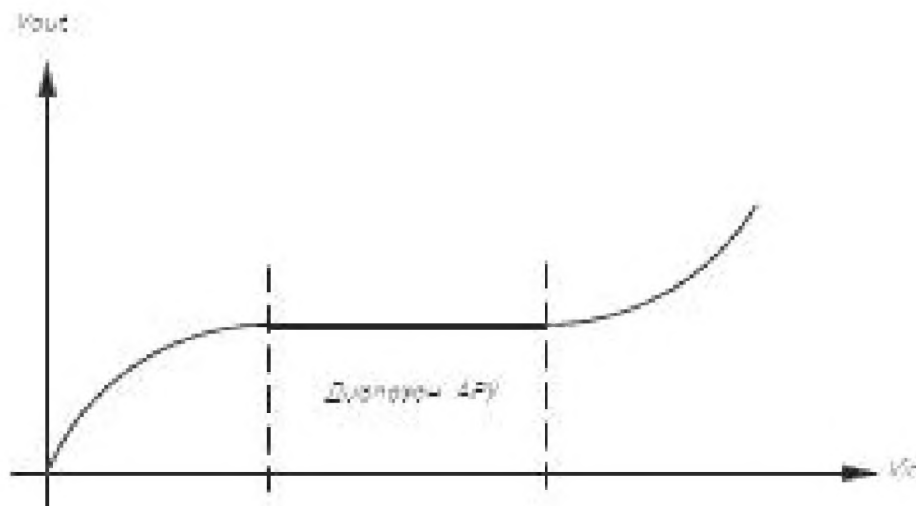


Рис. 1.12. Выходная характеристика усилителя с АРУ

для управления коэффициентом усиления – обычно путем изменения крутизны характеристики g_m активного элемента. Чаще всего это напряжение используется для уменьшения коллекторного тока транзистора.

Для коэффициента усиления транзисторного каскада, характеризующегося крутизной g_m , приближенно можно написать:

$$A_v = -g_m R_L,$$

где R_L – сопротивление коллекторной нагрузки и

$$g_m = I_{CQ} / V_T.$$

Здесь I_{CQ} – ток покоя коллектора, а V_T – температурный потенциал kT/q ¹. Из этих двух уравнений получаем:

$$A_v = -I_{CQ} R_L / V_T.$$

Таким образом, коэффициент усиления пропорционален току покоя коллектора и, следовательно, току смещения перехода база-эмиттер. Хотя такой метод очень хорош, он годится только для каскадов, работающих с относительно слабыми сигналами. Сильные сигналы могут завести каскад с малым смещением в область отсечки. В случае сильных сигналов можно либо подключить к АРУ предшествующие каскады, либо использовать АРУ с уменьшением коэффициента усиления при увеличении тока коллектора. Кривая коэффициента β усиления по току схемы с общим эмиттером имеет максимум при некотором значении коллекторного тока и спадает по обе стороны от этого максимума. Положение и ширина этого максимума могут сильно меняться в зависимости от типа транзистора. У транзисторов, используемых в усилителях ПЧ, обычно наблюдается быстрый спад β при больших токах. На рис. 1.13 показана зависимость β от I_{CQ} для транзистора 2N338.

¹ Здесь k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура и q – заряд электрона. Температурный потенциал, определяемый по формуле kT/q , при комнатной температуре 20° С равен 25,3 мВ. В литературе он часто обозначается как U_T , и при расчетах пользуются формулой $V_T = mU_T$, где $m = 1 - 4$ в зависимости от разновидности полупроводников. – Прим. ред.

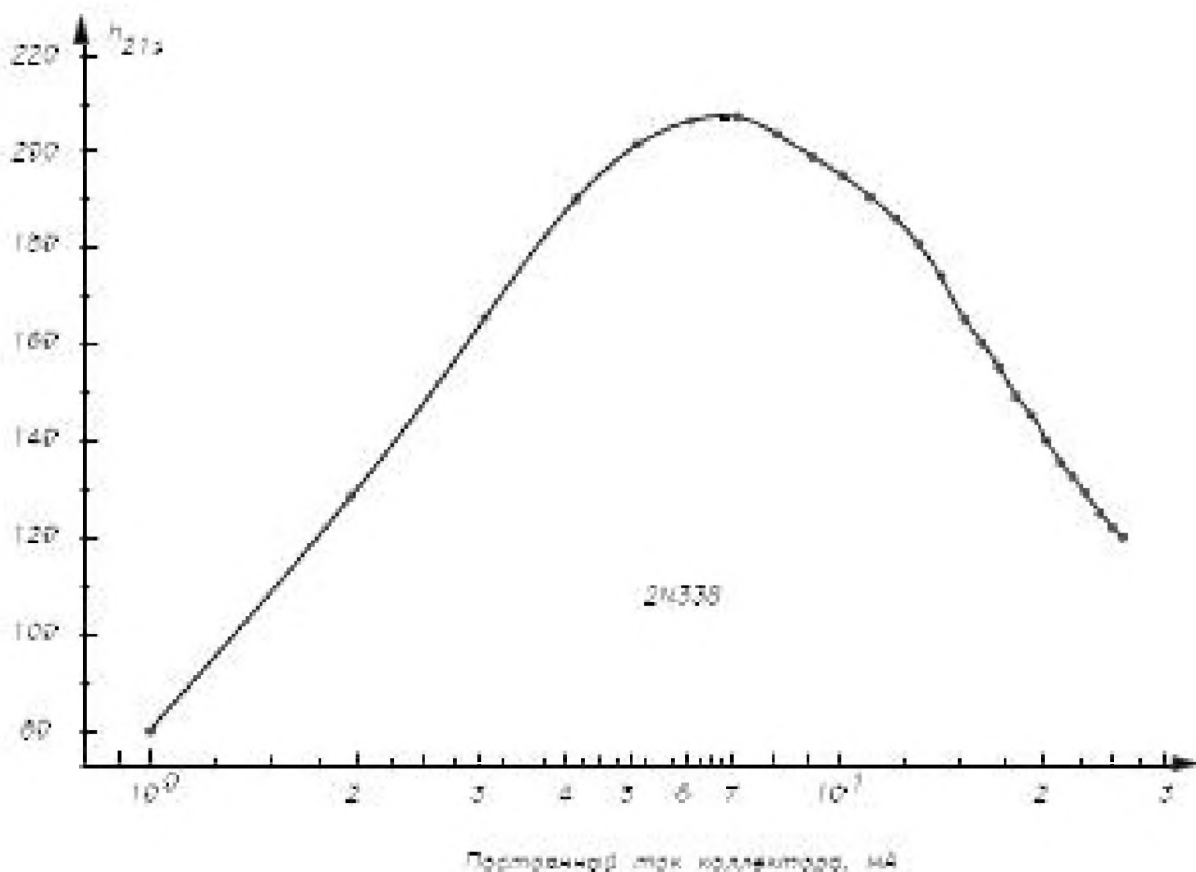


Рис. 1.13. Зависимость коэффициента β транзистора от тока покоя коллектора

Этот эффект на практике несколько маскируется из-за того, что измерения проводятся после установления теплового режима транзистора в каждой точке. При повышении температуры β довольно быстро растет, что частично компенсирует спад за счет изменения I_{CQ} . Превосходный анализ процессов в полупроводнике, вызывающих этот спад, дан Филлипсом (Phillips) [3].

При увеличении коллекторного тока уменьшается сопротивление r_π в эквивалентной схеме транзистора. Соответствующее уравнение имеет следующий вид:

$$A_v = \frac{-\beta R_L}{R_s + r_\pi + r_x} \quad (1.8)$$

где R_s – сопротивление источника сигнала на входе усилителя.

Из уравнения (1.8) видно, что если r_π и β уменьшаются с ростом I_{CQ} , то R_s и r_x определяют нижний предел уменьшения знаменателя, но для числителя подобного предела нет (разве что из-за короткого замыкания или выгорания транзистора при чрезмерном токе). Поэтому в итоге коэффициент усиления будет уменьшаться по мере нарастания тока коллектора.

1.5. Детектирование огибающей

При обсуждении детекторного приемника было показано, что основной составляющей после выпрямления АМ сигнала является частота модуляции сигнала, но при этом наблюдается относительно высокий уровень искажений. Очень скоро обнаружили, что сигнал сильно возрастает, а искажения намного уменьшаются,



Рис. 1.14. Простой детектор огибающей АМ сигнала

если параллельно нагрузке подключить специально подобранный конденсатор, как показано на рис. 1.14.

Теперь напряжение на нагрузке уже не состоит из серии импульсов, как на рис. 1.3б. Оно не может быстро спадать после каждого импульса, так как диод получает запирающее смещение и закрывается. Пока диод закрыт, конденсатор разряжается через резистор. Разрядка должна происходить быстро по сравнению с изменением модулирующего сигнала, но медленно по сравнению с изменением несущей, что достигается правильным выбором емкости. В этом случае напряжение на нагрузке будет выглядеть подобно рис. 1.15. Отношение ω_c/ω_m здесь выбрано весьма малым ($= 50$), чтобы нагляднее показать вид сигнала в течение периода модулирующей частоты.

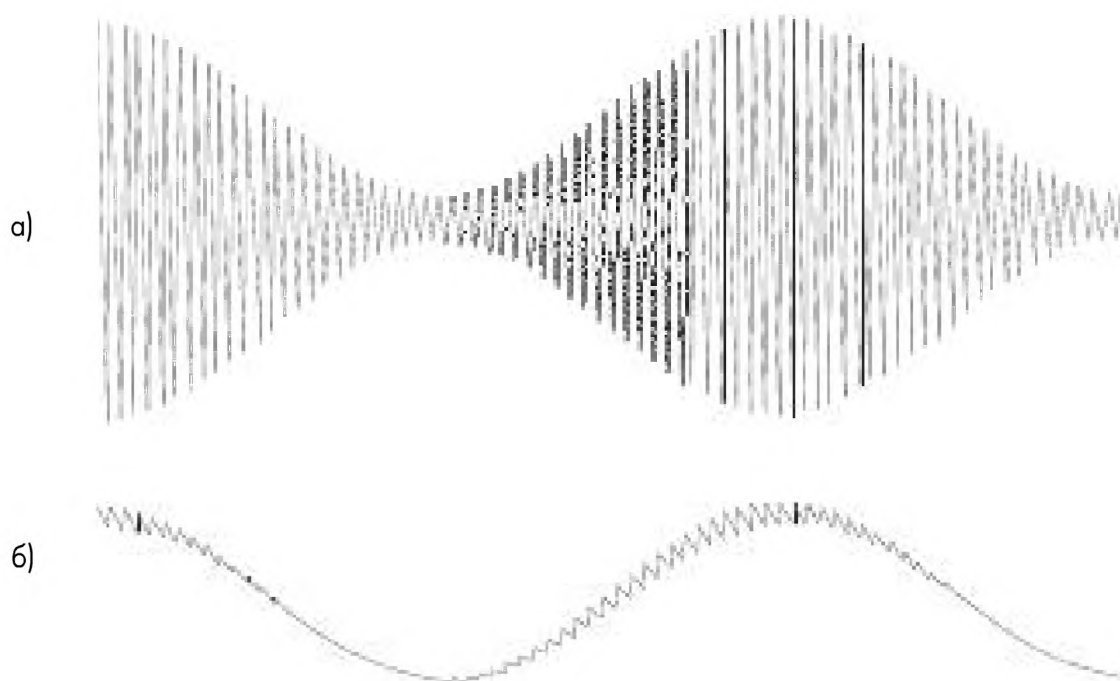


Рис. 1.15. Временные диаграммы напряжений детектора огибающей: а – входной сигнал; б – выходной сигнал. Видны высокочастотные пульсации демодулированного сигнала

По рис. 1.15б видно, что напряжение на нагрузке – это модулирующий сигнал с небольшими высокочастотными пульсациями на нем. Пульсации идут на модулируемой частоте и при анализе в первом приближении совершенно несущественны. На практике их желательно подавлять как можно лучше из-за эффектов второго порядка, таких как модуляция параметров активных устройств.

Упражнение 1.3. Если постоянная времени разряда RC-цепочки слишком велика, то напряжение на нагрузке не может уменьшаться так же быстро, как огибающая. Это приводит к серьезным искажениям. Предполагая, что спад начинается на одном из пиков несущей, найдите ограничение на величину RC, необходимое, чтобы предотвратить такие искажения при 100% модуляции.

Упражнение 1.4. В предположении $RC\omega_c = 200$ найдите долю пульсаций для наихудшего случая. Задайте свои необходимые условия.

1.5.1. Усовершенствованный детектор огибающей

Недостатком рассмотренного детектора огибающей является то, что при его работе через вторичную обмотку трансформатора ПЧ, к которой подключен детектор, протекает составляющая постоянного тока. В этих трансформаторах используются ферритовые сердечники, и постоянный ток будет смещать магнитный поток покоя сердечника в сторону насыщения, что может привести к некоторым искажениям сигнала¹. Схема детектора, приведенная на рис. 1.16, позволяет обойти эту проблему, а также получить большее выходное напряжение.

Детектор представляет собой удвоитель напряжения. Наряду с очевидным преимуществом, состоящим в удвоении выходного напряжения без использования усилителя, этот детектор имеет еще два достоинства:

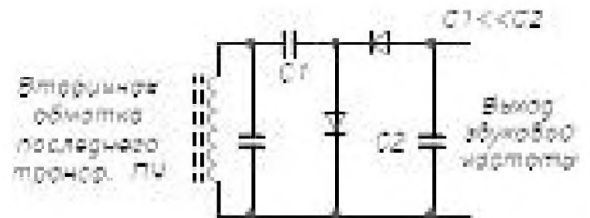


Рис. 1.16. Усовершенствованный детектор огибающей

- он одинаково нагружает трансформатор ПЧ в течение обоих полупериодов, что устраняет постоянный ток в обмотке и уменьшает искажения;
- нагрузка здесь преимущественно емкостная, что способствует увеличению добротности контура и еще более повышает выходное напряжение. В случае установки такого детектора в радиоприемник при модернизации необходима подстройка трансформатора ПЧ в связи с емкостным характером нагрузки.

1.6. Анализ работы АМ приемника

На рис. 1.17 показана схема хорошего, хотя и устаревшего приемника на восьми дискретных транзисторах (фирма Motorola, модель XR7CE).

1.6.1. Высокочастотный тракт

На схеме (левая сторона): параллельный резонансный контур, состоящий из индуктивности L1, одной из секций конденсатора C27, конденсаторов A8 и C10. L1 – это обмотка ферритовой стержневой антенны, на которой могут быть либо две отдельные обмотки, либо одна обмотка с отводом. Обмотки образуют понижающий трансформатор для согласования высокочастотного резонансного контура с малым входным сопротивлением транзистора. Штриховые линии между обмотками обозначают наличие ферритового сердечника.

Может возникнуть вопрос, почему для настройки контура используются три параллельно соединенных конденсатора. C27 – это одна из трех секций переменного конденсатора настройки. В каждой секции этого конденсатора имеется небольшой встроенный *подстроечный конденсатор* (триммер), используемый при регулировке приемника. Он обозначен на схеме как A8. Строго говоря, это не обозначение отдельного элемента, а указание на этап регулировки. Именно поэтому

¹ На самом деле этот эффект несущественен, очень часто коллекторный ток усилительного каскада протекает через обмотку, не вызывая негативных явлений. – Прим. ред.

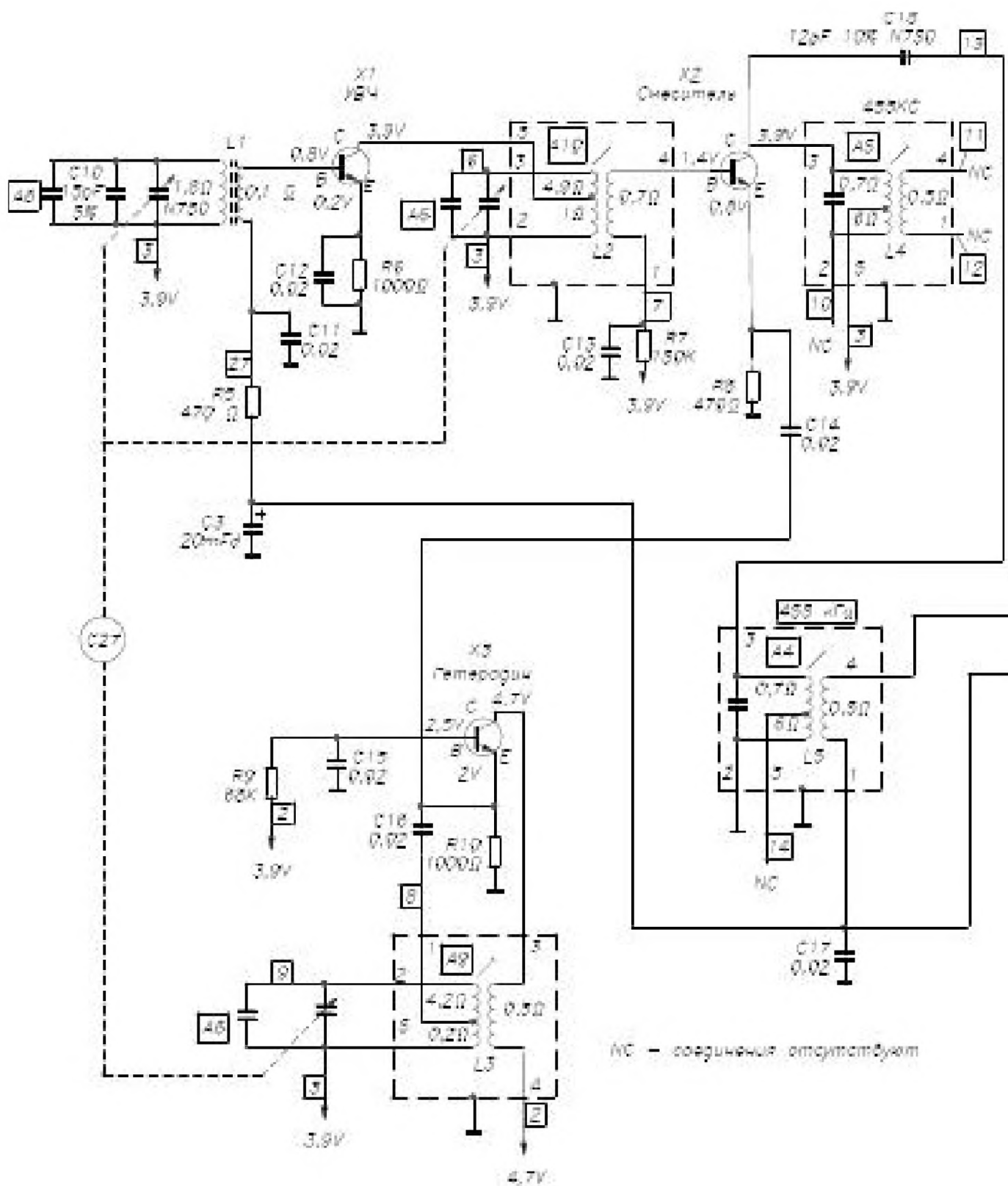
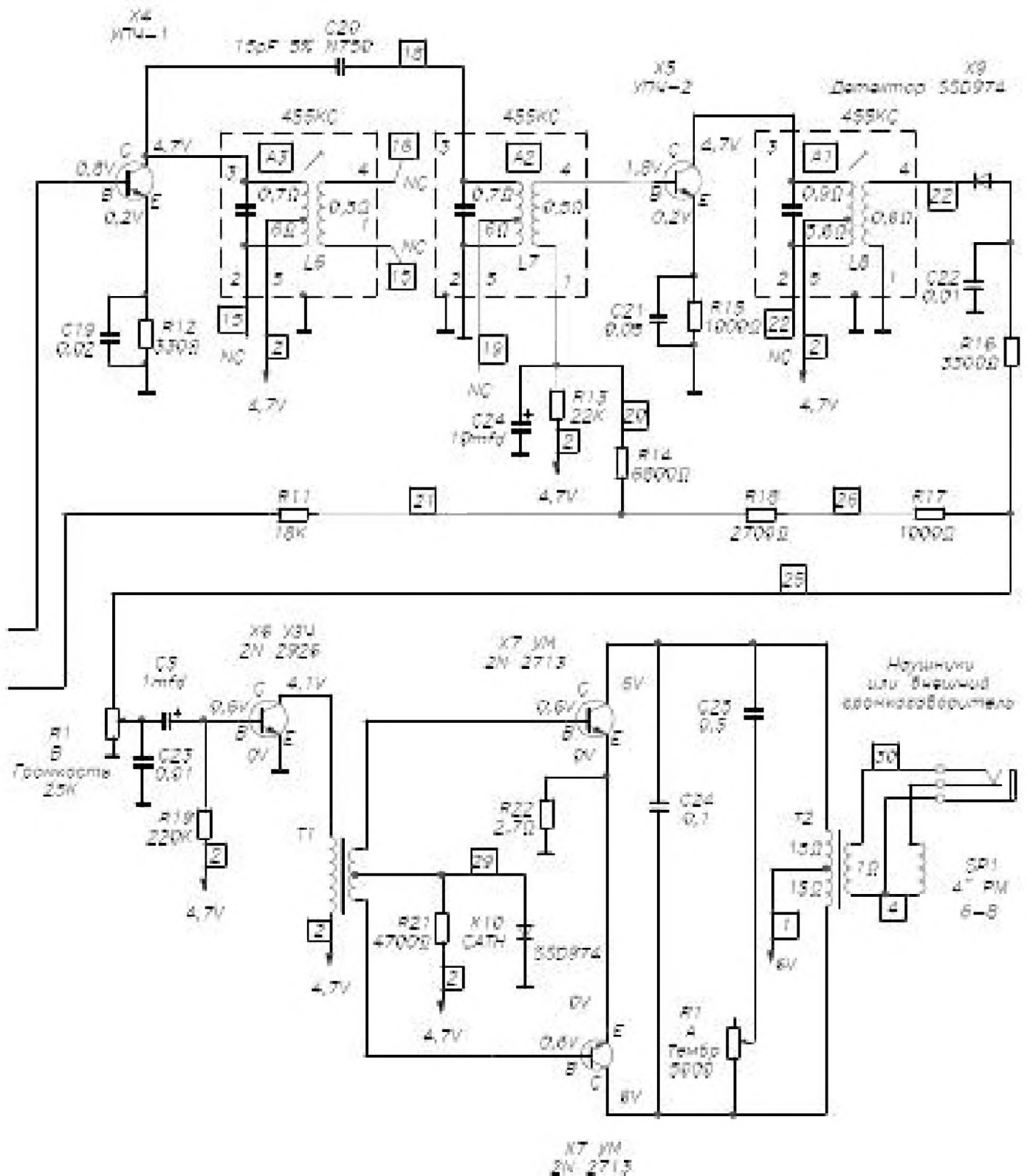


Рис. 1.17. Принципиальная схема радиоприемника Motorola XP7CE

оно заключено в прямоугольную рамку. При регулировке приемника ставятся следующие задачи:

- приемник должен перестраиваться в точно заданном диапазоне частот;
- настройка на станции должна происходить в соответствии с градуировкой шкалы приемника;
- должна быть достигнута максимальная чувствительность приемника в целом.



Значение емкости A8 даже не приведено на схеме, так как оно составляет лишь несколько пикофард. Его точная величина не так важна, как эффект перестройки. Емкость C10 несколько больше. Это конденсатор с известным *температурным коэффициентом емкости*, на что указывает его обозначение – N750. Он компенсирует температурный дрейф других элементов резонансного контура.

Несколько странно видеть, что нижний вывод каждой секции конденсатора C27 подключен к источнику питания +3,9 В, а не к заземляющей общей шине, как обычно. Для переменного тока источник +3,9 В – это то же, что и общая шина. Причина

неподключения конденсаторов непосредственно к общей шине будет объяснена ниже. Сигнал со вторичной обмотки L1 поступает на базу транзистора X1 (X – устаревшее обозначение транзисторов. В настоящее время в соответствии со стандартом используют Q)¹. Нижний вывод обмотки L1 заземлен по переменному току через конденсатор C11. Базовое смещение для X1 может поступать только через резистор R5. Проследивая путь от нижнего вывода R5, можно увидеть, что смещение приходит от диода X9, то есть это напряжение АРУ. В схеме фильтрации напряжения АРУ приведен пример подключения параллельно к электролитическому конденсатору конденсатора меньшей емкости, но более качественного – керамического или иного. Конденсатор C17 шунтирует линию АРУ на высоких частотах, а C3 – на низких. Цепочка R5, C11 обеспечивает дополнительную фильтрацию на высоких частотах.

Рабочая точка транзистора X1 стабилизируется резистором R6, шунтированным конденсатором C12. Поскольку смещение обеспечивается системой АРУ, то постоянный ток коллектора определить довольно трудно. Однако, судя по ориентации детекторного диода, можно заметить, что при увеличении сигнала напряжение на линии АРУ уменьшается. Чтобы обеспечить прямое смещение транзистора, напряжение АРУ должно быть положительным. Возникает вопрос, как это получается, если диод может создать только отрицательное смещение? Ответ: отрицательное напряжение АРУ, созданное сигналом, противодействует положительному смещению, поступающему в цепь АРУ через резисторы R13 и R14 от источника 4,7 В.

Нагрузкой транзистора X1 является параллельный контур, составленный из L2, A7 и второй секции C27. Как и ранее, A7 – подстроечный конденсатор, относящийся теперь ко второй секции C27. Выходной сигнал рассматриваемого каскада имеет ту же частоту, что и входной, так как это обычный линейный усилитель. Поэтому контур с индуктивностью L2 должен перестраиваться с помощью конденсатора C27 в пределах всего радиовещательного диапазона. Пара катушек L2 работает на высоких частотах и поэтому называется *ВЧ трансформатором*. Поскольку и вход, и выход усилительного каскада на транзисторе X1 резонансные, то его называют *резонансным усилительным ВЧ каскадом*.

Постоянное напряжение на коллектор транзистора X1 поступает через первичную обмотку трансформатора L2. Поэтому нижний вывод C27 должен быть соединен с источником +3,9 В. Но все три секции конденсатора C27 имеют общий нижний вывод. Этим и объясняется подключение нижнего вывода первой секции C27 к источнику питания +3,9 В, а не к общей шине.

1.6.2. Гетеродин

На вход транзистора X2 сигнал поступает точно так же, как и на вход X1. Различие – в подаче смещения. Вместо того чтобы использовать для смещения напряжение АРУ, транзистор X2 получает смещение от источника +3,9 В через резистор R7. Эмиттер транзистора X2 не шунтируется, потому что в эту точку подается

¹ В отечественной литературе – VT. – Прим. ред.

сигнал от транзистора ХЗ. Основываясь на принципе супергетеродинного приема и наличии у каскада с транзистором ХЗ только выхода, можно заключить, что это гетеродин.

Несмотря на то, что он мало похож на генератор из учебника, разобраться в его работе относительно не сложно. Во-первых, заметим, что база ХЗ заземлена по переменному току через конденсатор С15. Смещение обеспечивается с помощью R9 совместно с эмиттерным резистором R10. Учитывая, что транзистор включен по схеме с общей базой (ОБ), можно представить схему генератора в стандартном виде, как показано на рис. 1.18 (схема генератора с резонатором во входной цепи).



Рис. 1.18. Упрощенная схема гетеродина приемника ХР7СЕ

Вследствие очень низкого входного сопротивления транзисторной схемы с общей базой ток сигнала через эмиттерный резистор 1 кОм будет пренебрежимо мал.

Тогда резистивная нагрузка на вторичную обмотку составит примерно $1/g_m = R_{BX}$ (ОБ). Заметим, что в данном случае $A = \alpha$ (коэффициенту передачи тока эмиттера в схеме с общей базой).

Выбранный знак I_F согласуется с уравнением (1.1), в чем можно убедиться, обратившись к рис. 1.7. Необходимо найти передаточную функцию F. Предположим наличие идеальной связи между двумя частями вторичной обмотки L_S , которые будем называть L_U и L_L . Кроме того, обозначим относительное число витков катушек через N_U и N_L . Схема обратной связи генератора представлена на рис. 1.19.

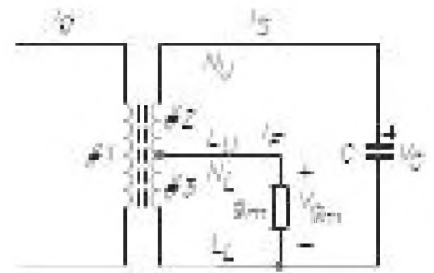


Рис. 1.19. Схема обратной связи генератора, представленного на рис. 1.18

Требуется определить $F = I_F/I_O$. В предположении идеальной связи между секциями вторичной обмотки получаем:

$$\frac{I_S}{sC(N_U + N_L)} = \frac{V_C}{N_U + N_L} = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{V_{g_m}}{N_L} = \frac{-I_F}{g_m N_L},$$

откуда следует

$$I_S = -I_F \left(\frac{sC}{g_m} \right) \left(\frac{N_U + N_L}{N_L} \right) = -I_F \left(\frac{sC}{g_m} \right) \left(\frac{\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L}}{\sqrt{L_L}} \right) \quad (1.9)$$

Первичная обмотка возбуждается током, поэтому связь между первичной и вторичной обмотками не будет влиять на коэффициент передачи тока. Напишем уравнение для петли через N_L и g_m . Источниками напряжений в этой петле являются первичная обмотка и верхняя часть вторичной. Уравнение имеет вид:

$$sM_{13}I_O - s\sqrt{L_U L_L}I_S = -\frac{I_F}{g_m} + sL_L(I_S - I_F) \quad (1.10)$$

если считать идеальной связью по потоку во вторичной обмотке: $M_{23} = \sqrt{L_U L_L}$.

Если подставить выражение (1.9) в (1.10), то получим

$$\begin{aligned}
 sM_{13}I_o &= -\frac{I_F}{g_m} - sL_L I_F - s(L_L + \sqrt{L_U L_L}) I_F \left(\frac{sC}{g_m} \right) \left(\frac{\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L}}{\sqrt{L_L}} \right) = \\
 &= -I_F \left[\frac{1}{g_m} + sL_L + s(\sqrt{L_L} + \sqrt{L_U})^2 \left(\frac{sC}{g_m} \right) \right] \\
 \frac{I_F}{I_o} &= \frac{-sM_{13}g_m}{\left[1 + s^2(\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L})^2 C \right] + sL_L g_m} = F = \frac{-j\omega M_{13}g_m}{\left[1 - \omega^2(\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L})^2 C \right] + jL_L \omega g_m}.
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

Поскольку условием возникновения генерации согласно уравнению (1.1) является $AF = -1$ и $A = \alpha$, получаем

$$AF = -1 = \frac{-j\omega_{osc} \alpha M_{13} g_m}{\left[1 - \omega_{osc}^2 (\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L})^2 C \right] + j\omega_{osc} L_L g_m}.$$

После перекрестного перемножения и приравнивания вещественных и мнимых частей получим

$$\frac{1}{g_m} \left[1 - \omega_{osc}^2 (\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L})^2 C \right] = 0 \Rightarrow \omega_{osc}^2 = \frac{1}{(\sqrt{L_U} + \sqrt{L_L})^2 C},$$

где ω_{osc} – частота гетеродина, и

$$L_L \omega_{osc} = \omega_{osc} \alpha M_{13} \Rightarrow L_L = \alpha M_{13}.$$

Генератор настраивается третьей секцией конденсатора C27 и подстраивается триммером А6.

Из условия $L_L = \alpha M_{13}$ следует нижний предел величины α , при которой еще возможна генерация. Схема будет работать при

$$\alpha \geq \frac{L_L}{M_{13}}.$$

Поскольку $\alpha \approx 1$, это практически определяет параметры катушки генератора.

Интересно отметить, что ни условия возникновения, ни частота генерации совершенно не зависят от g_m . Наш анализ выполнен исходя из такого предположения: усилительный каскад А не нагружает цепь обратной связи F, что в нашем случае означает: $Z_{BX}(A)$ близко к нулю. Таким образом, ни одно сопротивление в цепи обратной связи не вызывает потерь, следовательно, не требуется никакой g_m для их преодоления.

1.6.3. Смеситель

Выходной сигнал гетеродина снимается с цепи эмиттера транзистора ХЗ с целью получения низкого выходного сопротивления. Этот сигнал через конденсатор С14 поступает на эмиттер транзистора Х2. В этом каскаде ВЧ сигнал подается на базу, а сигнал гетеродина – на эмиттер. Вывод: это смеситель сигналов ВЧ и гетеродина.

Обратимся к принципу работы смесителя.

Формула Эберса-Молла (Ebers-Moll) для коллекторного тока при условии обратного смещения перехода база-коллектор может быть записана в виде:

$$i_c = \alpha_F I_{ES} (e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1) + I_{CS}.$$

В этой формуле I_{CS} , I_{ES} и α_F – параметры Эберса-Молла (Ebers-Moll). Через i_c и v_{BE} обозначены объединенные (или полные) переменные, то есть включающие в себя одновременно постоянные и переменные компоненты.

Если $v_{BE} \gg V_T$, то

$$i_c = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}}.$$

В данном уравнении объединенная переменная v_{BE} разделена на переменную v_{be} и постоянную V_{BE} составляющие. Так как постоянная составляющая тока коллектора $I_{CQ} = \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}$, полный ток коллектора можно записать в следующем виде:

$$i_c = I_{CQ} e^{v_{be}/V_T}.$$

При анализе линейного усилителя предполагается, что $v_{be} \ll V_T$, поэтому полученное выражение можно в первом приближении представить линейным в виде:

$$i_c = I_{CQ} (1 + v_{be}/V_T).$$

Если амплитуда v_{be} не удовлетворяет указанному условию, необходимо (хотя бы теоретически) оставить в разложении экспоненты члены более высоких порядков, учитывающие нелинейность. Смеситель рассчитан таким образом, что сигнал гетеродина достаточно велик, а это может привести к нелинейному режиму работы. Факт существования нелинейности важен нам только потому, что она влияет на амплитуду выходного сигнала. Для простоты представим i_c в виде суммы трех первых членов ряда Маклорена:

$$i_c = I_{CQ} (1 + v_{be}/V_T + v_{be}^2/2V_T^2) \quad (1.12)$$

Обозначим входной сигнал на базе транзистора X2 как $V_s(t)$. Предположим, что

$$V_s(t) = V_s \sin \omega_c t (1 + m \sin \omega_s t)$$

и

$$V_0(t) = V_0 \sin \omega_0 t.$$

Поскольку $v_{be} = V_s(t) - V_0(t)$, то имеем:

$$v_{be} = V_s \sin \omega_c t (1 + m \sin \omega_s t) - V_0 \sin \omega_0 t.$$

Подставляя это выражение в (1.12), получаем:

$$i_c = I_{CQ} \left[1 + \frac{V_s \sin \omega_c t (1 + m \sin \omega_s t)}{V_T} - \frac{V_0 \sin \omega_0 t}{V_T} + \right.$$

$$+ \frac{V_s^2 \sin^2 \omega_c t (1 + m \sin \omega_s t)^2}{2V_T^2} -$$

$$- \frac{V_0 V_s \sin \omega_c t \sin \omega_0 t (1 + m \sin \omega_s t)}{V_T^2} + \frac{V_0^2 \sin^2 \omega_0 t}{V_T^2} \Big].$$

Таблица 1.1. Зависимость амплитуды спектральных составляющих тока I_c от частоты для смесителя с квадратичной характеристикой

Частота	Относительная амплитуда
Постоянная составляющая	$V_0^2/2V_T^2$
1 кГц	$V_s^2/4V_T^2$
2 кГц	$V_s^2/8V_T^2$
454 кГц	$V_0 V_s/4V_T^2$
455 кГц	$V_0 V_s/2V_T^2$
456 кГц	$V_0 V_s/4V_T^2$
999 кГц	$V_s/2V_T$
1,000 МГц	V_s/V_T
1,001 МГц	$V_s/2V_T$
1,455 МГц	V_0/V_T
1,998 МГц	$V_s^2/16V_T^2$
1,999 МГц	$V_s^2/4V_T^2$
2,000 МГц	V_s^2/V_T^2
2,001 МГц	$V_s^2/4V_T^2$
2,002 МГц	$V_s^2/16V_T^2$
2,454 МГц	$V_0 V_s/4V_T^2$
2,455 МГц	$V_0 V_s/2V_T^2$
2,456 МГц	$V_0 V_s/4V_T^2$
2,910 МГц	$V_0^2/2V_T^2$

Путем достаточно сложных тригонометрических расчетов это выражение можно разложить на спектральные составляющие. Допустим, что $f_s = 1$ кГц и $f_c = 1$ МГц. Тогда частота гетеродина $f_0 = 1,455$ МГц. Положим далее, $m = 1$ и, наконец, $V_0 \gg V_s$ и $V_0 \gg V_T$. Полученные в результате амплитуды различных спектральных составляющих приведены в табл. 1.1. Для нас важны три гармоники, расположенные между горизонтальными линиями, так как именно они будут выделены при прохождении коллекторного тока, содержащего все представленные гармоники, через параллельный резонансный контур, настроенный на промежуточную частоту 455 кГц.

1.6.4. Связь транзистора с колебательным контуром

В рассматриваемом приемнике резонансная цепь несколько необычна. Дело в том, что коллекторная нагрузка смесителя состоит из двух резонансных контуров.

Коллекторный ток смесителя проходит через первичную обмотку трансформатора ПЧ L4. Обмотка имеет дополнительный вывод, поэтому она выступает в роли автотрансформатора.

Следует напомнить, что резонансные усилители склонны к самовозбуждению. Причина этого становится очевидной, если обратить внимание на то, что на частоте, чуть ниже резонансной, полное сопротивление Z_L параллельного RLC-контура еще велико и имеет слегка индуктивный характер. В общем случае

$$Z_L = \frac{jL\omega R}{R(1 - \omega^2 LC) + jL\omega} \quad (1.13)$$

Можно показать, что благодаря эффекту Миллера (Miller) эта индуктивность появится на входе в виде отрицательного сопротивления. Если его величина окажется больше, чем положительное сопротивление во входной цепи, то возникнут колебания, но это не будут стабильные, четко заданные колебания усилителя с положительной обратной связью. Отрицательное сопротивление является нелинейной величиной, что делает анализ природы такой генерации очень сложным. Нетрудно, однако, определить условия возникновения генерации.

На рис. 1.20а показана эквивалентная схема резонансного транзисторного усилителя с параллельным RLC-контуром, а на рис. 1.20б – эта же эквивалентная схема, преобразованная по теореме Миллера.

Импеданс Миллера Z_M записывается в следующем виде:

$$Z_M = \frac{1}{(1 + g_m Z_L) j \omega C_\mu}.$$

В рабочем диапазоне частот всегда выполняется условие $g_m Z_L \gg 1$, что позволяет упростить выражение:

$$Z_M = \frac{1}{j g_m C_\mu \omega Z_L},$$

где Z_L определяется выражением (1.13). Далее получаем:

$$\begin{aligned} Z_M &= \frac{1}{j g_m C_\mu \omega \frac{j L \omega R}{R(1 - \omega^2 LC) + j L \omega}} = \frac{R(1 - \omega^2 LC) + j L \omega}{-\omega^2 LC \cdot g_m R} = \\ &= -\left(\frac{1}{g_m}\right) \cdot \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega^2 LC_\mu}\right) + \frac{1}{j C_\mu \omega g_m R} \equiv R_M + \frac{1}{j C_M \omega} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Таким образом, импеданс Миллера можно представить как последовательное соединение обычной емкости Миллера и сопротивления, имеющего отрицательный знак при частотах ниже резонанса. Это позволяет представить полное входное сопротивление в виде параллельного соединения r_π , C_π и $R_M + 1/jC_M\omega$, или

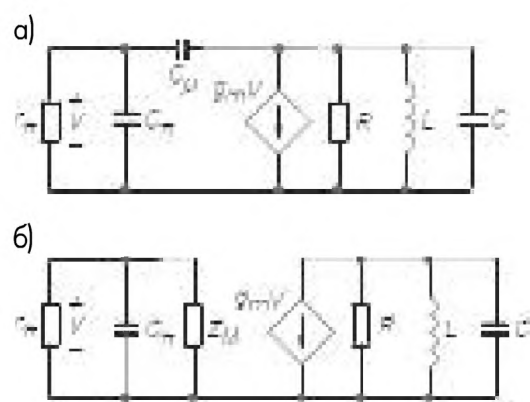


Рис. 1.20. Эквивалентная схема резонансного усилителя с нагрузкой в виде параллельного RLC-контура (а) и та же эквивалентная схема после применения теоремы Миллера (б)

$$Z_{\text{IN}} = \frac{r_{\pi} (1 + jR_M C_M \omega)}{[1 - \omega^2 R_M C_M r_{\pi} C_{\pi}] + j\omega[r_{\pi} (C_{\pi} + C_M) + R_M C_M]}.$$

Умножим знаменатель на комплексно-сопряженную величину. Тогда вещественная часть числителя будет равна

$$r_{\pi} \{ (1 - \omega^2 R_M C_M r_{\pi} C_{\pi}) + \omega^2 R_M C_M [r_{\pi} (C_{\pi} + C_M) + R_M C_M] \}.$$

Нас интересуют условия, при которых вещественная часть $Z_{\text{IN}} < 0$. Но поскольку знаменатель после приведения к рациональному виду стал положительным, то достаточно найти условия, при которых отрицательна вещественная часть числителя:

$$1 + \omega^2 R_M C_M [r_{\pi} C_M + r_{\pi} C_{\pi} + R_M C_M - r_{\pi} C_{\pi}] < 0,$$

$$1 + \omega^2 R_M C_M^2 (r_{\pi} + R_M) < 0.$$

Хотя это условие выглядит достаточно просто, оно усложняется из-за сильной зависимости R_M от частоты. Подставляя выражения для R_M и C_M из (1.14), получаем

$$1 - \frac{g_m R^2 C_{\mu} (1 - \omega^2 LC)}{L} \left(r_{\pi} - \frac{(1 - \omega^2 LC)}{g_m \omega^2 LC_{\mu}} \right) < 0.$$

Чтобы определить граничное условие генерации, заменим неравенство равенством. Далее, сделав подстановку

$$x \equiv \omega^2 LC,$$

получим

$$1 - \frac{R^2 C_{\mu}}{L} (1 - x) \left[\beta - \frac{(1 - x)C}{xC_{\mu}} \right] = 0.$$

В результате алгебраических преобразований получим

$$x^2 \left(\beta \frac{C_{\mu}}{C} + 1 \right) - x \left(\beta \frac{C_{\mu}}{C} + 2 - \frac{L}{R^2 C} \right) + 1 = 0 \quad (1.15)$$

Слагаемое $L / R^2 C$ можно выразить в виде

$$\frac{L}{R^2 C} = \left(\frac{L\omega_0}{R} \right) \left(\frac{1}{RC\omega_0} \right) = \frac{1}{Q^2},$$

так как выражения в скобках являются различными представлениями обратной добротности $1/Q$ параллельного резонансного контура¹. Введем обозначение

$$\gamma \equiv \beta C_{\mu} / C.$$

¹ В отечественной литературе отношение $1/Q$ называется затуханием d . – Прим. ред.

Тогда выражение (1.15) можно записать в виде

$$x^2(\gamma + 1) - x(\gamma + 2 - 1/Q^2) + 1 = 0.$$

Решая это квадратное уравнение, получаем граничные значения для x :

$$x = \frac{(2 + \gamma - 1/Q^2) \pm \sqrt{\gamma^2 - 2(2 + \gamma)/Q^2 + 1/Q^4}}{2(1 + \gamma)} \quad (1.16)$$

В случае амплитудной модуляции величина a обычно составляет несколько десятых, а Q – около 50, поэтому члены, содержащие $1/Q$, можно считать малыми, что позволяет упростить выражение

$$x = \frac{(2 + \gamma) \pm \gamma}{2(1 + \gamma)} \Rightarrow x = 1, \quad 1/(1 + \gamma).$$

Заметим, что это граничные значения x . Читатель может убедиться, что вещественная часть Z_{IN} отрицательна для любой частоты, находящейся в интервале между двумя частотами, соответствующими этим значениям x , то есть

$$Z_{IN} < 0 \quad \text{для} \quad \frac{1}{LC \left[1 + \left(\frac{\beta C_{\mu}}{C} \right) \right]} = \frac{1}{L(C + \beta C_{\mu})} < \omega^2 < \frac{1}{LC}.$$

Из этого неравенства следует, что колебания могут быть на любой частоте в этом диапазоне, то есть оно иллюстрирует неопределенный характер колебаний в генераторе с отрицательным сопротивлением.

Такое заключение противоречило бы здравому смыслу. Оно означает, что колебания будут происходить при любом $\gamma > 0$. Очевидно, что мы не должны соглашаться с этим, поскольку известно, что резонансные усилители без самовозбуждения существуют. Может быть, стоит по-другому посмотреть на члены с Q в уравнении (1.16). Если аргумент квадратного корня отрицателен, то не существует таких реальных физических значений x (а следовательно, и ω), для которых $\text{Re}(Z_{IN}) < 0$. Значит, не будет и колебаний. Условием этого является:

$$\gamma^2 - 2(2 + \gamma)/Q^2 + 1/Q^4 < 0.$$

Вновь заменим неравенство равенством, чтобы определить граничные значения. Тогда решение квадратного уравнения для Q^2 можно записать в виде:

$$Q^2 = \frac{2 + \gamma \pm \sqrt{1 + \gamma}}{\gamma^2} \quad (1.17)$$

откуда видно, что

$$\text{Re}(Z_{IN}) > 0 \quad \text{для} \quad \frac{2 + \gamma - \sqrt{1 + \gamma}}{\gamma^2} < Q^2 < \frac{2 + \gamma + \sqrt{1 + \gamma}}{\gamma^2}.$$

Для типичного значения $\gamma = 0,5$ это условие дает диапазон

$$0,45 < Q < 4,45 \quad (1.18)$$

для значений Q , при которых колебаний не возникают.

К сожалению, эти значения Q слишком малы, чтобы быть полезными для обеспечения достаточной частотной селекции в резонансном контуре. Решение проблемы состоит в том, чтобы сделать эффективное сопротивление резонансного контура малым «с точки зрения» транзистора. Это можно сделать с помощью отвода от первичной обмотки трансформатора ПЧ. Такой метод называется выбором *связи транзистора с колебательным контуром*. Чтобы разобраться, как он работает, обратимся к рис. 1.21а и 1.21б.

На них показаны две различные, но похожие эквивалентные схемы переменного тока для первичной обмотки трансформатора ПЧ, подключенной к коллектору транзистора. На рис. 1.21в отображена та же схема, что и на рис. 1.21б, но с выделенным эффектом взаимной индукции. Во всех этих схемах под сопротивлением часто понимают не явно выраженное, а эффективное сопротивление потерь в резонансном контуре. На рис. 1.21а полная индуктивность искусственно разделена на две индуктивности меньшей величины – L_U и L_L . Это сделано с целью показать, что схемы, представленные на рис. 1.21а и 1.21б, аналогичны. Единственное физическое различие – точка заземления. Характеристики схемы на рис. 1.21а хорошо известны: резонансная частота $\omega_0 = 1/\sqrt{(L_U + L_L)C}$, полное сопротивление на частоте резонанса $Z(\omega_0) = R$, добротность при резонансе $Q = R/\omega_0 L$.

Для схемы на рис. 1.21б большая часть параметров менее очевидна. Ясно, что реальная добротность обеих схем одинакова, так как она отражает соотношение между накоплением и рассеиванием энергии в резонансном контуре. Однако другие параметры схемы требуют расчета. Рассмотрим схему на рис. 1.21в, предполагая идеальной связь по потоку между обмотками L_U и L_L . Можно написать следующие уравнения:

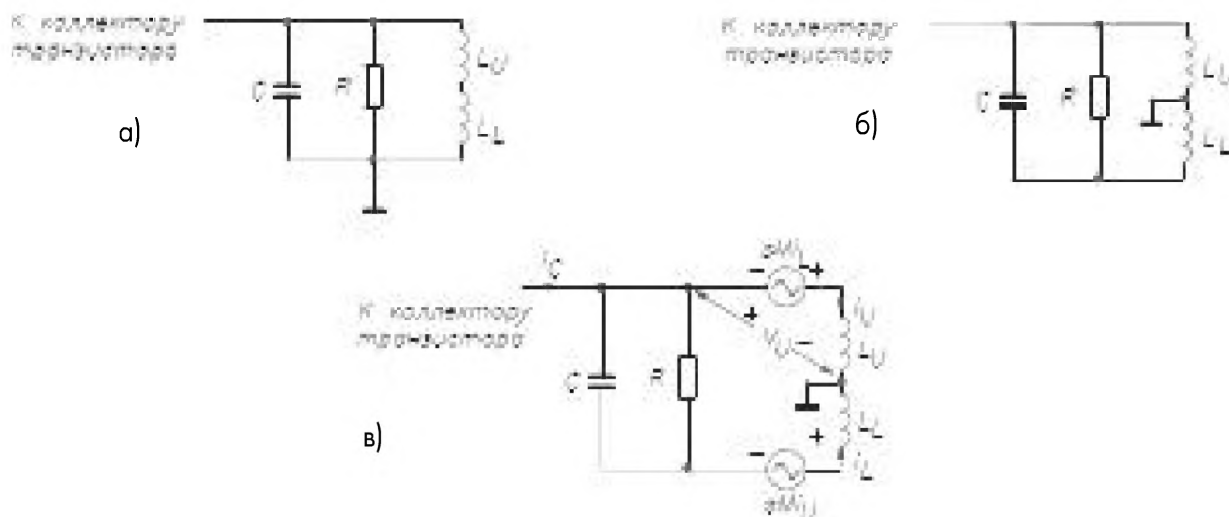


Рис. 1.21. а – выходная нагрузка в виде резонансного RLC-контурa; б – выходная нагрузка в виде резонансного RLC-контурa с автотрансформатором и заземленным отводом; в – эквивалентная схема с выделенными эффектами индуктивной связи

$$V_U(s) = -sM I_L(s) + sL_U I_U(s),$$

$$V_U(s) = I_L(s) R' (1 + sCR) - sM I_U(s) + sL_U I_L(s),$$

$$Z = -V_U(s) / I_C(s) = V_U(s) / [I_U(s) + I_L(s)].$$

Далее можно получить следующее выражение:

$$Z = \frac{s^2(L_U L_L - M^2) + sL_U R' (1 + sCR)}{s(L_U + L_L) + R' (1 + sCR)}.$$

Поскольку мы предположили наличие полной связи по потоку, то первый член в числителе равен 0. Умножая числитель и знаменатель на $1 + sCR$ и переходя к комплексным обозначениям, получаем

$$Z = \frac{j\omega L_U R}{R \left[1 - \omega^2 (L_U + L_L) C \right] + j(L_U + L_L) \omega}.$$

При резонансе первый член знаменателя равен 0, откуда следуют два результата:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_U + L_L)C}} \quad \text{и} \quad Z(\omega_0) = \frac{L_U}{L_U + L_L} R \equiv R_{\text{эф.}}$$

Видно, что резонансная частота не изменилась, а резонансное сопротивление уменьшилось с коэффициентом $L_U / (L_U + L_L)$, следовательно, уменьшилась и эффективная добротность $Q_{\text{эф.}}$:

$$Q_{\text{эф.}} = \frac{R_{\text{эф.}}}{L\omega_0} = \frac{L_U}{L_U + L_L} \times \frac{R}{L\omega_0} = Q \frac{L_U}{L_U + L_L} = Q \frac{N_U^2}{N_U^2 + N_L^2},$$

где N_U и N_L – количества витков в соответствующих обмотках.

Пусть добротность $Q = 50$. В этом случае, согласно (1.18), должны возникнуть колебания (при полном включении контура). Если применить связь с $N_L = 7N_U$, то $Q_{\text{эф.}}$ уменьшится до 1, гарантируя таким образом отсутствие колебаний при $\gamma < 3$. Метод имеет и еще одно преимущество. При уменьшении связи выходное сопротивление транзистора, приведенное к колебательному контуру, повышается, увеличивая тем самым его добротность Q . В этом можно убедиться, еще раз перерисовав схему для удобного расчета выходного сопротивления транзистора, как представлено на рис. 1.22.

Нам нужно определить отношение $V/i = -V/i_s$, представляющее собой полное сопротивление резонансного контура. Трансформатор предполагается идеальным. Временно пренебрегая конденсатором C , уравнения для схемы можно записать в следующем виде:

$$V = V_p + V_s,$$

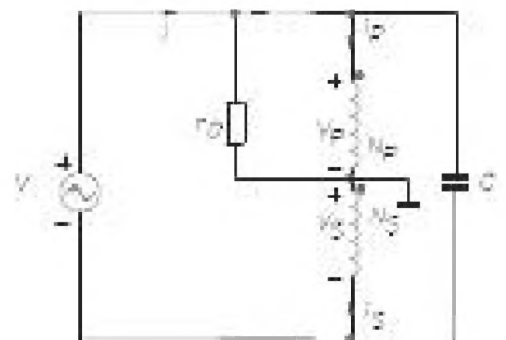


Рис. 1.22. К расчету выходного полного сопротивления транзистора в резонансном усилителе с неполным включением контура

$$i_p + V_p / r_0 = -i_s ,$$

$$V_p / N_p = V_s / N_s ,$$

и

$$N_p i_p = N_s i_s .$$

Решая эти уравнения относительно $-v/i_s$, получаем

$$Z = \frac{-V}{i_s} = \left(\frac{N_s + N_p}{N_p} \right)^2 r_0 .$$

Это выражение представляет собой полное сопротивление, подключаемое к источнику сигнала v без учета C . Поскольку конденсатор C подключается прямо к источнику сигнала v , то его полное сопротивление может быть подключено параллельно с только что вычисленным. Нас интересовало, как Z зависит от r_0 . Не удивительно, что приведенное к резонансному контуру выходное сопротивление транзистора увеличилось в такой же степени, в какой уменьшилась приведенная нагрузка в виде колебательного контура. В связи с этим сопротивление r_0 после пересчета к колебательному контуру обычно преобразуется в величину порядка 1 МОм, и тогда главным фактором, определяющим добротность Q , становятся потери в самой обмотке.

В большинстве приемников частичное включение контура выполнено за счет первичной обмотки, а вторичная передает сигнал на следующий каскад. В рассматриваемом приемнике сигнал от смесителя передается на следующий каскад (X4) через емкость, проходя попутно через контур L5, используемый в качестве входного трансформатора. Смысл выделения сигнала на одном резонансном контуре (L4) и затем прохождения его через другой (L5) состоит в обострении фронтов частотной характеристики и в улучшении таким образом селективности. При настройке L5 нагрузка на X2 будет немного изменяться, приводя к некоторому частотному рассогласованию. Этот эффект не имеет большого значения, так как правильная методика регулировки предполагает, что ее этапы последовательно повторяются до тех пор, пока не перестанут приводить к дальнейшим улучшениям.

1.6.5. Усилители промежуточной частоты

Сигнал ПЧ через трансформатор L5 (рис. 1.17) подается на базу транзистора X4. Это первый каскад *усилителя ПЧ*. Каскад получает смещение с линии АРУ через вторичную обмотку L5. Эмиттер транзистора X4 шунтируется на общую шину конденсатором C19.

Для передачи сигнала с выхода первого каскада УПЧ на вход X5 используется точно такая же цепь связи, как только что рассмотренная между смесителем и первым каскадом УПЧ. На транзисторе X5 собран второй каскад УПЧ. Он также получает смещение от линии АРУ и от источника +4,7 В через резистор R13, что повышает его потенциал и позволяет использовать большее значение эмиттерного

резистора R15, который шунтируется конденсатором C21. Сигнал с выхода второго каскада УПЧ обычным образом передается далее через трансформатор L8, обеспечивающий автотрансформаторную связь по своей первичной обмотке.

1.6.6. Детектор

Сигнал со вторичной обмотки L8 подается на обычный диодный детектор огибающей, состоящий из диода X9 и конденсатора C22. Резистор R16 ограничивает нагрузку детектора, когда регулятор громкости установлен вблизи максимума. На его нижнем выводе присутствуют как переменная, так и постоянная компоненты сигнала, в чем легко убедиться, если обратиться к рис. 1.15б. Этот сигнал пропускается через фильтр нижних частот, образуемый R17, R18, R11, C17 и C3, чтобы выделить постоянную составляющую, которая используется для АРУ первого и второго каскадов УПЧ, а также (после дополнительной фильтрации с помощью R5 и C11) для усилителя ВЧ. Наличие трех каскадов с АРУ должно обеспечить очень высокую эффективность системы АРУ в целом.

1.6.7. Усилители звуковой частоты

Переменная составляющая выходного сигнала детектора дополнительно фильтруется цепочкой, состоящей из регулятора громкости и конденсатора C23, а затем через блокировочный конденсатор C5 подается на базу транзистора *усилителя звуковых частот* (УЗЧ) X6. В этом каскаде используется фиксированное смещение через резистор R19. Использование фиксированного смещения в каскаде, работающем с сигналами большой амплитуды, – это единственное неубедительное техническое решение в данной конструкции. Коллекторной нагрузкой для транзистора X6 служит первичная обмотка трансформатора НЧ (Т1).

Вторичная обмотка трансформатора Т1 имеет средний вывод, чтобы обеспечить раскачку выходных транзисторов X7, X8 и *усилителя мощности* работающих в двухтактном режиме класса В. Эти транзисторы слегка смещены в область проводимости¹ напряжением, полученным с цепочки R21, X10 и поданным через вторичную обмотку Т1. В делителе используется диод, а не резистор, потому что падение напряжения на диоде зависит от температуры таким же образом, как и напряжение V_{BE} транзисторов X7 и X8. Это позволяет поддерживать коллекторный ток покоя на небольшом и приблизительно постоянном уровне даже при изменениях температуры.

Двухтактный каскад построен по схеме с общим эмиттером, обеспечивающей усиление как по току, так и по напряжению. Резистор R22 обеспечивает небольшую отрицательную обратную связь, несколько повышающую стабильность рабочей точки и коэффициента усиления, а также улучшающую линейность. Конденсатор C24 ослабляет высокие частоты вне звукового диапазона. Цепочка C25 – R1 является регулятором тембра шунтирующего типа, принцип действия которого будет рассмотрен в разделе 4.1.

¹ Такой режим выходных каскадов у нас классифицируется как АВ. – *Прим. ред.*

1.7. Варианты схемных решений

Можно найти бесчисленное количество вариантов схемных решений в транзисторных приемниках на дискретных элементах. Как правило, варианты разработаны с целью снижения цены. Ниже дается краткое описание некоторых из них.

- усилитель радиочастоты (УРЧ) обычно отсутствует, хотя количество станций, которые можно принять при его наличии, значительно больше. В высококачественных автомобильных приемниках УРЧ есть. Если УРЧ отсутствует, то антенна подключается к смесителю точно так же, как она подключается к УРЧ в нашей схеме;
- в большинстве приемников функции смесителя и гетеродина выполняются одним транзистором, и соответствующий каскад называется *преобразователем частоты*. Схема такого типа показана на рис. 1.23. Элементы схемы С1А, С1В, С2, L1, С4, С5, R7 и Т1 имеют такое же назначение, что и соответствующие элементы в схеме рассмотренного приемника. Транзистор Q1 получает смещение с делителя напряжения R5, R6 через вторичную обмотку L1.

Напряжение генерации снимается с обмотки 2 трансформатора L2 и подается на базу транзистора Q1 через конденсатор С3 и вторичную обмотку L1. Емкость конденсатора С3 равна 0,01 мкФ, так что его полное сопротивление в радиовещательном диапазоне составляет 29 Ом или меньше. Для ВЧ сигнала это эквивалентно короткому замыканию, а по постоянному току – предотвращает замыкание базы на общую шину через вторичную обмотку трансформатора L2.

Заметим, что в этой схеме сигнал гетеродина суммируется с сигналом ВЧ благодаря последовательному соединению вторичных обмоток трансформаторов L2 и L1. Таким образом, эти два сигнала складываются, и в данном случае анализ схемы можно выполнить аналогично тому, как это сделано для смесителя рассмотренного выше приемника фирмы Motorola. Для обеспечения генерации коллекторный ток соответствующей полярности пропускается через третью обмотку трансформатора L2. Хотя такая схема вполне работоспособна, она вносит больше искажений, чем схема с отдельными гетеродином

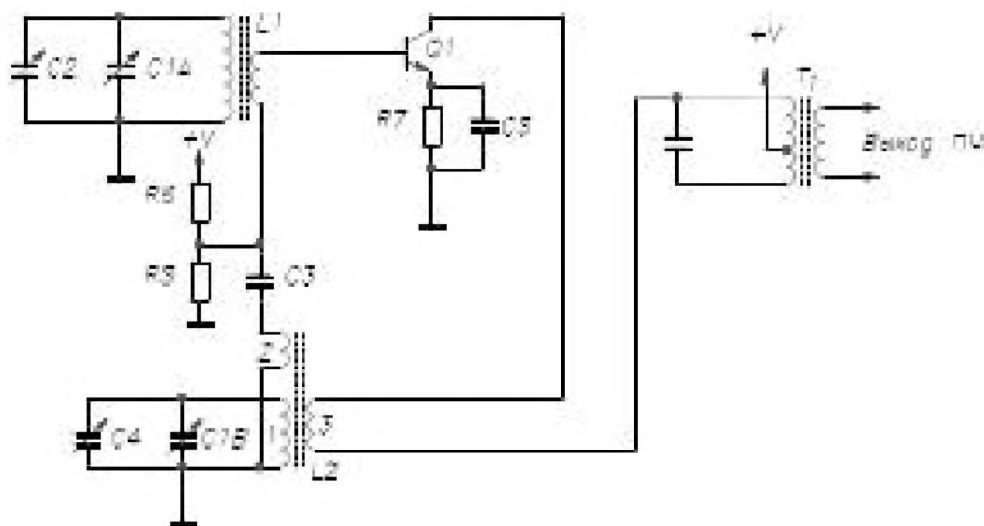


Рис. 1.23. Преобразователь частоты, объединяющий функции гетеродина и смесителя в супергетеродинном приемнике

и смесителем. Это вполне объяснимо. Стабилизация амплитуды генерации происходит, когда на пиках колебаний транзистор слегка входит в область насыщения. Если тот же транзистор одновременно должен работать в качестве линейного усилителя, то возможны значительные изменения его параметров;

Упражнение 1.5. Работу преобразователя частоты можно проанализировать на основе схемы обратной связи, представленной на рис. 1.24.

В данном случае транзистор следует рассматривать как усилитель-преобразователь входного напряжения в выходной ток с коэффициентом усиления $A = i_{out}/V_{in}$ при условии пренебрежения нагрузкой усилительного каскада A на цепь обратной связи F и F на A . Анализ может быть еще более упрощен при следующих допущениях:

- один и тот же магнитный поток связывает все три катушки;
- катушка 3 возбуждается только током;
- ток в катушке 2 равен 0.

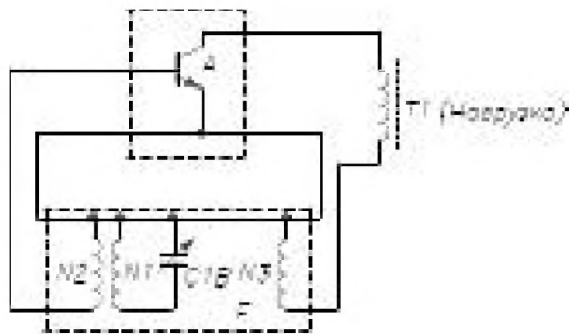


Рис. 1.24. Схема обратной связи преобразователя частоты

Последние два допущения являются следствием предположения об отсутствии взаимной нагрузки.

Кроме того, необходимо будет ввести сопротивление последовательно с катушкой 1, чтобы не получилась схема без потерь. Это добавленное сопротивление будет определять добротность Q резонансного контура.

Нужно определить:

- минимальное усиление, необходимое для генерации;
- частоту генерации.

○ более традиционное использование трансформаторов ПЧ для согласования каскадов было рассмотрено выше на примере приемника фирмы Motorola (транзистор X5 и трансформатор L8);

○ в наиболее дешевых приемниках АРУ управляет только первым каскадом УПЧ, что приводит к значительному уменьшению глубины АРУ. В автомобильных приемниках сигнал АРУ, как правило, подается на оба каскада УПЧ, так как эти приемники работают в условиях больших изменений уровня ВЧ сигнала;

○ не является чем-то исключительным наличие двух каскадов усиления низких частот, предшествующих выходному каскаду УНЧ. Если их два, то они обычно называются *предварительный усилитель* (предусилитель) НЧ и *предо-конечный усилитель*. Это может обеспечить более мощный сигнал на выходе, но не может улучшить чувствительность, потому что последнее должно делаться на входе приемника. Если настроиться на слабую станцию при увеличенном усилении по низкой частоте, то наряду с более громким полезным сигналом мы получим и более громкий шум;

○ изредка встречаются приемники, в которых выходной каскад УНЧ построен на одном транзисторе, работающем в классе А. Хотя усилители класса А

заметно уступают усилителям класса В по эффективности, их использование приводит к снижению количества деталей. В частности, это позволяет исключить согласующий трансформатор, а в некоторых случаях и выходной трансформатор. В устаревших конструкциях УНЧ, предназначенных для получения высокой выходной мощности, можно встретить двухтактные каскады с использованием параллельно включенных транзисторов или транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона.

1.8. Интегральные схемы для АМ приемников

1.8.1. Интегральная схема для приемника прямого усиления

Первая рассматриваемая *интегральная схема* (ИС) для АМ радиоприемника – это старый и не очень известный чип (так часто называют интегральную схему) приемника прямого усиления ZN414 фирмы Ferranti. Простоту этой ИС иллюстрирует тот факт, что у нее всего три вывода. Если ИС настолько проста, то неизбежным является не только наличие многоцелевых выводов, но и некоторое снижение требований к качеству работы.

На рис. 1.25 показана структурная схема *радиоприемника прямого усиления*, построенная на данной ИС.

В отличие от приемников прямого усиления, построенных в эпоху их расцвета, эта схема не имеет резонансных контуров для каждого каскада. Но поскольку сигнал, усиливаемый и детектируемый интегральной схемой, располагается в области высоких радиочастот и на входе имеется настраиваемый колебательный контур, этот приемник следует считать приемником прямого усиления.

Приемник настраивается параллельным LC-контуром. В качестве индуктивности L используется ферритовая стержневая антенна. В середине диапазона АМ полное сопротивление конденсатора емкостью $0,01 \text{ мкФ}$ составляет около 16 Ом . Поскольку оно значительно меньше, чем полное сопротивление колебательного

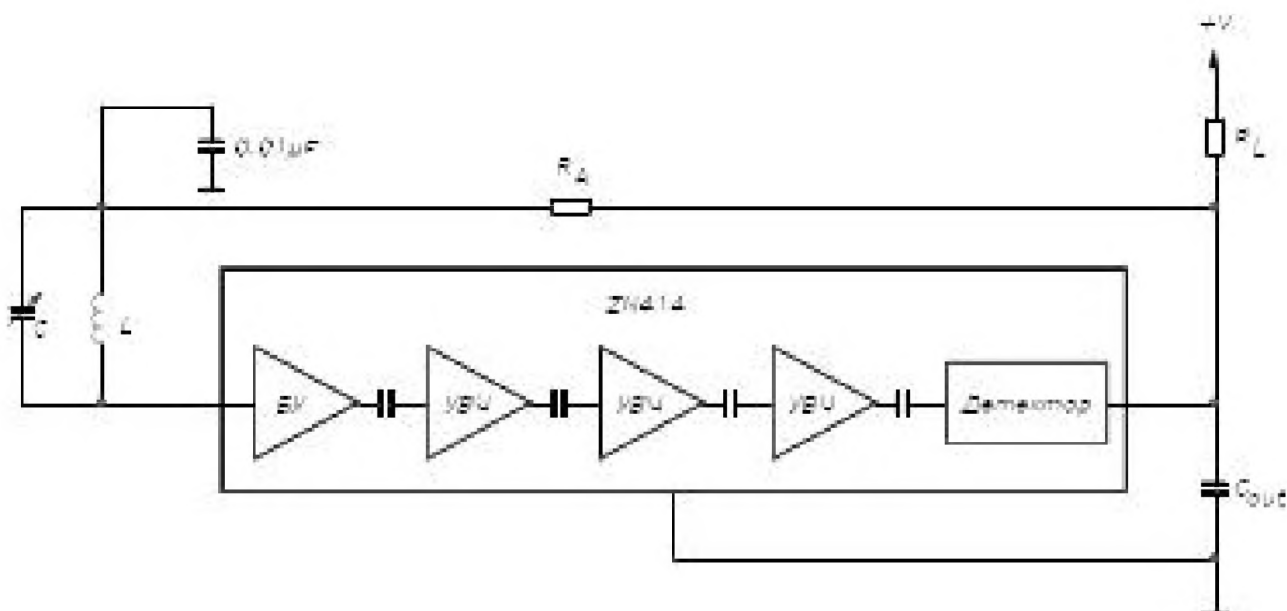


Рис. 1.25. Простой приемник прямого усиления, построенный на базе ИС ZN414С фирмы Ferranti

контура при резонансе, то конденсатор может считаться переключкой по переменному току, и, следовательно, он заземляет по переменному току один из выводов колебательного контура. Другой вывод подключен ко входу *буферного усилителя* (БУ). Это усилительный каскад с высоким входным сопротивлением (более 2 МОм), что позволяет поддерживать высокую добротность Q колебательного контура. Затем сигнал проходит через три каскада усилителя ВЧ. Эти каскады апериодические и не обладают селективностью, что приводит к некоторым потерям в усилении и ухудшает *отношение сигнал/шум*. Далее усиленный ВЧ сигнал детектируется и поступает на нагрузку R_L , в качестве которой может использоваться телефон с сопротивлением в несколько килоомов.

Резистор R_A и конденсатор емкостью 0,01 мкФ образуют *фильтр нижних частот* (ФНЧ), выделяющий постоянную составляющую сигнала НЧ и подающий ее на вход приемника через индуктивность L . Это напряжение АРУ. Оказалось, что оно монотонно уменьшается при увеличении амплитуды входного сигнала. При уменьшении этой постоянной составляющей выходного напряжения происходит сначала резкое увеличение амплитуды ВЧ сигнала, а затем более медленный его спад. Еще одним следствием простоты схемы является расширение полосы (и, следовательно, ухудшение селективности) при увеличении уровня входного сигнала.

Емкость конденсатора на выходе приемника выбирается в соответствии с величиной R_L из условия подавления сигналов в диапазоне ВЧ с целью уменьшения шумов и склонности к самовозбуждению.

Данная ИС рассчитана на работу от одного ртутного элемента питания напряжением 1,34 В. Если использовать ИС с повышенным напряжением питания, то для обеспечения большего диапазона АРУ следует увеличить сопротивление нагрузки R_L . Рабочий диапазон частот ИС составляет 150 кГц – 3 МГц, поэтому ее можно использовать также в роли усилителя ПЧ для АМ приемников. Фирмой-производителем ИС опубликована схема супергетеродинного приемника с комбинированным преобразователем частоты, аналогичным показанному на рис. 1.23, за которым следуют ИС ZN414 и усилитель НЧ. Выходная мощность этой конструкции достаточна для подключения громкоговорителя. Связь между выходом смесителя и входом ZN414 осуществляется через керамический фильтр, а не с помощью трансформатора ПЧ. *Керамический фильтр* представляет собой небольшое и недорогое устройство, работающее на пьезоэлектрическом эффекте подобно кварцевому резонатору, со значениями добротности, большими, чем у трансформаторов ПЧ. Они могут применяться взамен трансформаторов ПЧ или вместе с ними. Их использование в настоящее время расширяется, поскольку они малогабаритны и обладают хорошими характеристиками.

1.8.2. Интегральные схемы для супергетеродинных приемников

Если говорить о портативных приемниках, имеющих только диапазон АМ, то, вероятно, среди возможных вариантов их применения остались только приемники-сувениры и недорогие, которые не жалко выбросить, так как они не подлежат ремонту. В данном случае главным критерием является низкая цена, поэтому важно, чтобы эти приемники были максимально интегрированы. Существует большое

количество интегральных схем для АМ приемников. Во многих отношениях они совершенно аналогичны. Главные отличия состоят в том, что одни имеют усилитель ВЧ, а другие – нет, некоторые содержат детектор, а другие – нет. В состав всех ИС входят смеситель, гетеродин и каскады УПЧ. Все они предполагают использование межкаскадных трансформаторов ПЧ или керамических резонаторов, и во всех есть АРУ. Но, как сказано ранее, сигнал АРУ вырабатывается детектором, а поскольку некоторые ИС не имеют в своем составе детектора, то возникает вопрос, как в данном случае реализуется АРУ. Дело в том, что они имеют в своем составе один или несколько специально выделенных диодов, единственной функцией которых является работа в качестве детекторов системы АРУ. Детектирование сигналов НЧ в этом случае осуществляется отдельным диодом за пределами ИС.

Одна из ИС имеет каскад предварительного усиления НЧ после детектора (RCA CA 3088), но в ней нет усилителя ВЧ. Среди лучших ИС можно выделить HA1199. В ее состав входят УВЧ, детектор, а также все другие блоки, общие для всех ИС супергетеродинных АМ приемников. Данная ИС, а также другие, включающие в себя УВЧ, используются в первую очередь в автомобильных радиоприемниках. На рис. 1.26 приведена схема автомобильного приемника RE-158A фирмы Clarion.

Следует отметить простоту схемы в сравнении с конструкцией на дискретных элементах, например, в портативном приемнике фирмы Motorola (рис. 1.17). Несмотря на популярность стереоприемников АМ ЧМ, сейчас еще можно встретить в качестве штатного оборудования недорогих автомобилей АМ приемники хорошего качества. RE-158A был задуман именно для такого применения. Вот некоторые его характеристики:

- подавление зеркального канала более 50 дБ;
- диапазон действия АРУ более 45 дБ;
- избирательность более 20 дБ. Это означает, что мешающий сигнал канала, соседнего по отношению к тому, на который настроен приемник, будет ослаблен по мощности не менее чем в 100 раз;
- промежуточная частота равна 262,5 кГц – величина, отличная от названной ранее (455 кГц). Почему такое значение промежуточной частоты применяется в автомобильных приемниках? Существует несколько серьезных доводов, но наиболее важный из них – улучшение подавления зеркального канала, поскольку он всегда располагается выше частоты настройки на удвоенную промежуточную частоту. Эффективным способом борьбы с зеркальным каналом является улучшение избирательности ВЧ тракта путем добавления усилителя ВЧ. В ИС HA1199 есть усилитель ВЧ, что увеличивает подавление зеркального канала. Это позволяет снизить промежуточную частоту, получив все возможные выгоды, которые такая мера может дать, и сохранив при этом хорошее подавление зеркального канала – более 50 дБ.

Чтобы выявить преимущества снижения промежуточной частоты, рассмотрим ситуацию, когда сигнал принимается на частоте 1550 кГц, и при этом передается сигнал помехи на частоте 1530 кГц. При промежуточной частоте 455 кГц сигнал помехи будет проходить через тракт ПЧ на частоте 475 кГц, то есть с отклонением

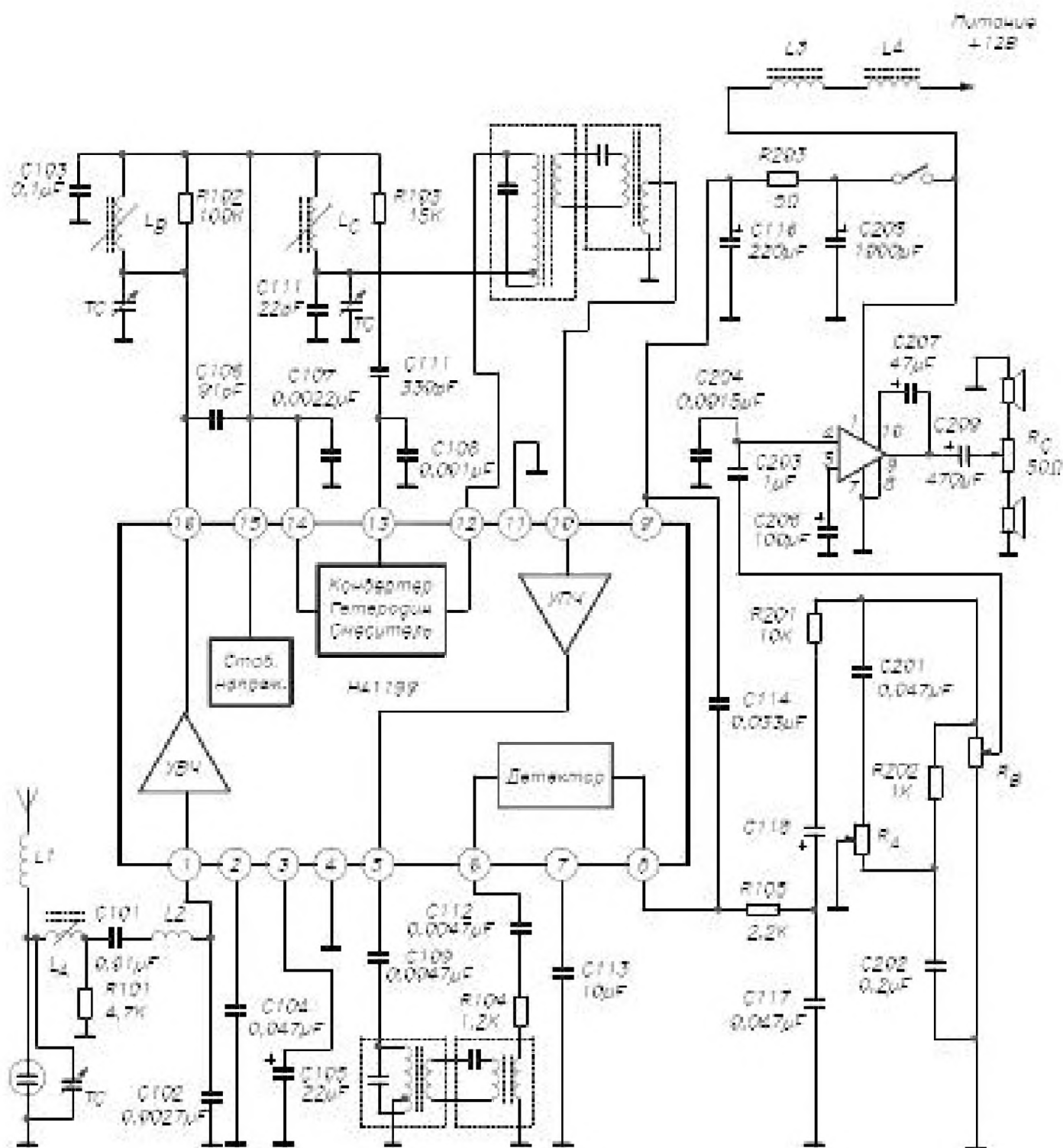


Рис. 1.26. Автомобильный АМ приемник фирмы Clarion, построенный на базе ИС HA1199

на 4,4% относительно центральной частоты 455 кГц. Если бы промежуточная частота была равна 262,5 кГц, то те же 20 кГц составили бы 7,6%. Таким образом, при более низкой промежуточной частоте и одинаковой добротности трансформатора ПЧ сигнал помехи подвергнется большему ослаблению. Этот эффект может дать выигрыш в избирательности около 5 дБ при добротности контуров, равной 50 или более.

Анализируя схему на рис. 1.26, отметим, что из всех выводов микросхемы непонятно назначение только выводов 2, 3 и 7. Они служат для подключения шунтирующих конденсаторов к различным точкам схемы. Как можно предположить

из малой величины емкости С104, вывод 2 предназначен для шунтирования УВЧ. С113 – конденсатор первого фильтра напряжения АРУ, а С105 образует второй фильтр на линии АРУ, которая управляет УВЧ. Остановимся подробнее на необычном характере схемы АРУ в данной ИС.

В спецификации на ИС выводы 4 и 11 обозначены как *общий провод низкого уровня* и *общий провод высокого уровня* сигналов соответственно. Первый из них объединяет каскады ВЧ и преобразователя частоты, а второй – каскады ПЧ и детектора. Выводы разделены для того, чтобы при необходимости обеспечить дополнительную развязку между этими группами каскадов. Предположим, что соединение между выводом 11 и общей шиной источника питания имеет сопротивление 0,001 Ом и через него протекает ток сигнала 10 мА. Тогда падение напряжения между выводом 11 и общей шиной источника питания составит 10 мкВ. Но такое напряжение сравнимо с уровнем входного сигнала от антенны, и если бы вывод 4 (общий для каскадов ВЧ) был подсоединен к выводу 11, то усиливалась бы разность сигналов антенны и возникшего за счет падения напряжения.

Поскольку источником падения напряжения являются УПЧ и детектор, то таким образом возникает нежелательная обратная связь выходных каскадов со входными. В рассматриваемом приемнике указанные выводы на схеме соединены. В реальности они подключены к общей точке заземления так, что токи заземления высокого уровня не попадают в контур заземления низкого уровня. Хорошее заземление достигается использованием печатной платы и низкоомным соединением ее с шасси приемника. Говоря о заземлении, следует отметить, что на схеме показано много отдельных присоединений к общему проводу, что поясняет лишь принцип ее работы. В реальном устройстве большое внимание уделено конструкции заземляющей шины на печатной плате, к которой подключаются все точки заземления так, чтобы по возможности обеспечить для них одинаковый потенциал.

1.8.2.1. Высокочастотный тракт

Сигнал от антенны проходит через катушку L1 (индуктивность которой не приведена) и RLC-цепочку на вход *усилителя ВЧ*. Индуктивность L_A в этой цепи является перестраиваемой. Данный приемник настраивается с помощью секционированной переменной индуктивности, что было стандартным решением для автомобильных приемников до изобретения настройки с помощью кварцевого синтезатора. Это облегчало кнопочную настройку. Кроме переменной индуктивности во входной цепи имеются переменные индуктивности на выходе усилителя ВЧ (L_B) и в схеме гетеродина (L_C). Входная цепь в данном случае не похожа на обычный параллельный LC-контур, однако анализ показывает, что она имеет две резонансные частоты. Одна из них определяется индуктивностью L2 и последовательно соединенными конденсаторами С101 и С102. Поскольку значение L2 не приводится, можно предположить, что оно не критично и, следовательно, не является элементом настройки. Будем считать, что эта резонансная частота лежит за пределами радиовещательного диапазона. Другая резонансная частота входной цепи определяется конденсатором, обозначенным ТС, и параллельной комбинацией L_1 и L_A . Заслуживает внимания именно эта частота, потому что она зависит

На рис. 1.27 показана эквивалентная схема для переменного тока усилителя ВЧ рассматриваемой ИС.

The diagram shows a differential amplifier circuit. It consists of two NPN transistors, Q1 and Q2, whose emitters are connected to a common point. This common point is connected to a fixed bias voltage source, labeled "Фиксированное напряжение смещения". The base of Q1 is connected to a voltage divider network consisting of a resistor Z_L and a resistor $R_{огр. ВУ}$ (labeled "огр. ВУ" in the diagram). The base of Q2 is connected to a fixed bias voltage source, labeled "Фиксированное напряжение смещения". The collector of Q1 is connected to a load resistor Z_L and a voltage source $+V$. The collector of Q2 is connected to a voltage source $+V$. The output voltage $V_{огр. ВУ}$ is taken from the collector of Q1. The input voltage V_{in} is applied to the base of Q1. The output voltage $V_{огр. ВУ}$ is also labeled as $V_{огр. ВУ}$ in the diagram.

Рис. 1.27. Эквивалентная схема усилителя ВЧ интегральной схемы НА1199

Упражнение 1.6. Показать, что если для трех транзисторов выполняется условие $g_m \gg 1/r_{\pi}$, то $A_v = -g_1 Z_L$, где g_1 – крутизна транзистора Q1, а $A_v = V_{out}/V_{in}$.

Уменьшение напряжения АРУ приводит к уменьшению тока IC_1 , крутизны g_1 и коэффициента усиления A_v . Покажем, что увеличение сигнала приводит к уменьшению напряжения АРУ. На рис. 1.28 приведена необходимая для анализа часть

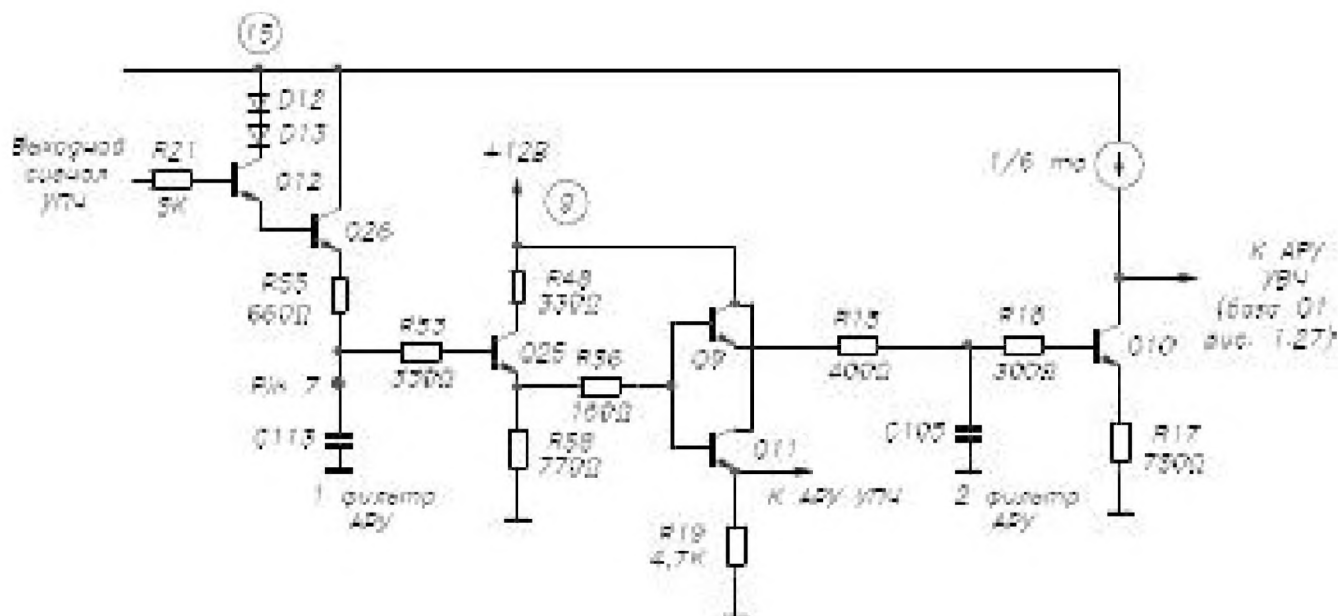


Рис. 1.28. Схема АРУ ИС НА1199

схемы АРУ ИС НА1199 (здесь и далее цифры в кружках соответствуют номерам выводов ИС).

Схема не сложна, но оригинальна, так как напряжение АРУ в ней формируется не детектором. Во время отрицательных полупериодов выходного сигнала УВЧ возникает ток эмиттера транзистора Q12 от встроенного в ИС стабилизатора напряжения через диоды D12 и D13. Этот ток имеет форму импульсов, амплитуда которых увеличивается с увеличением уровня сигнала. Импульсы усиливаются по току транзистором Q26 и фильтруются цепочкой R55, C113 с целью выделения постоянной составляющей. Последняя проходит через эмиттерный повторитель Q25 и подается на транзисторы Q9 и Q11, которые вырабатывают напряжение АРУ для УВЧ и УПЧ соответственно. Напряжение АРУ для УВЧ после транзистора Q9 проходит дополнительную низкочастотную фильтрацию (C105, R15) и поступает на базу транзистора Q10. Когда это напряжение увеличивается (с увеличением выходного сигнала УВЧ), транзистор Q10, подключенный к источнику тока, открывается сильнее, уменьшая тем самым ток смещения базы транзистора Q1 (рис. 1.27) усилителя ВЧ и его коэффициент усиления. Как отмечалось ранее, к выходу этого усилителя ВЧ подключена резонансная нагрузка Z_L , компоненты L_B и R102 которой подключены к выходу стабилизатора напряжения, хорошо заземленного по переменному току конденсатором C103.

1.8.2.3. Схема преобразователя частоты

Сигнал от усилителя ВЧ через емкостной делитель напряжения C106 – C107 поступает на *преобразователь частоты* (конвертер). Эквивалентная схема преобразователя частоты для переменного тока имеет примерно такую же структуру, как схема УВЧ (рис. 1.26), за исключением следующего:

- входным сигналом для транзисторного источника тока является усиленный сигнал ВЧ с вывода 16 ИС;
- сигнал гетеродина подается в точку, куда в предыдущей схеме подключалось напряжение АРУ;
- выходной сигнал снимается с противоположного транзистора дифференциальной пары.

В качестве прямого продолжения предыдущего упражнения можно показать, что выходной сигнал этого каскада в первом приближении представляет собой сумму двух входных сигналов. Если амплитуды достаточно велики, то происходит нелинейное смешение, и наряду с другими возникают суммарная и разностная частоты.

В составе ИС нет отдельного гетеродина, но предусмотрена возможность его использования подключением к выводу 13 ИС. Правда, в приемнике фирмы Clarion применено другое решение, показанное на схеме рис. 1.29.

Выходной ток преобразователя частоты содержит составляющую на промежуточной частоте, которая, как обычно, выделяется первичной обмоткой трансформатора ПЧ с встроенным триммером. Но в спектре выходного тока преобразователя присутствует и гармоника на частоте гетеродина. Она, имея частоту, достаточно удаленную от промежуточной, проходит через трансформатор ПЧ

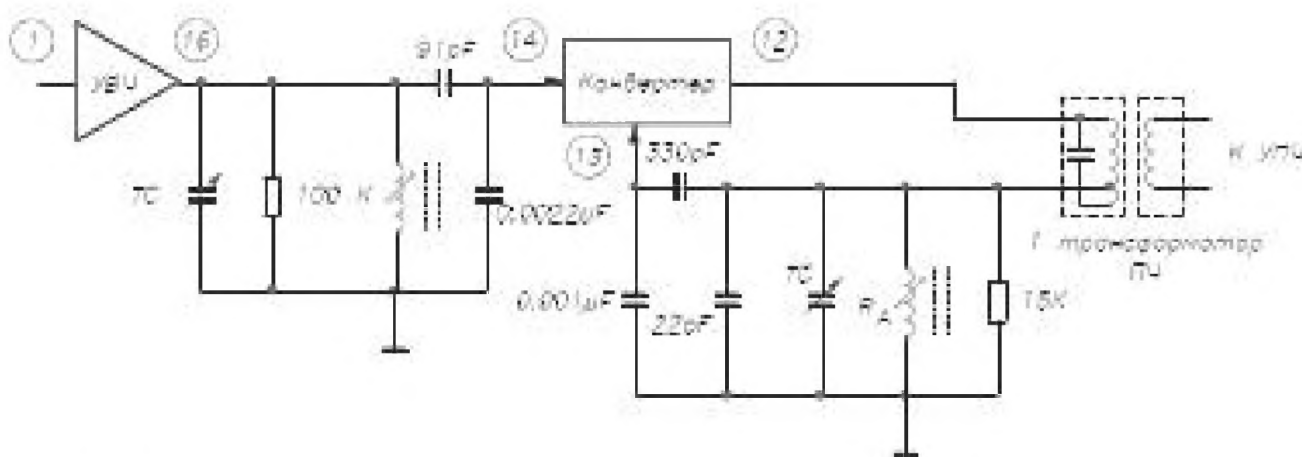


Рис. 1.29. Схема преобразователя частоты интегральной схемы NA1199

с очень малым ослаблением и затем попадает на резонансный контур, сигнал с которого поступает на вывод 13. Этот сигнал создает достаточно большое напряжение на частоте генерации, обеспечивая тем самым положительную обратную связь, необходимую для поддержания генерации. Вторичная обмотка трансформатора ПЧ, показанного на рис. 1.29, через емкость связана со входом другого трансформатора, с которого сигнал подается на вход усилителя ПЧ интегральной схемы. Такая конфигурация несколько необычна для АМ приемников. Вероятно, здесь один трансформатор настраивается немного ниже промежуточной частоты, а другой – настолько же выше ее. Полезный эффект при правильном выборе величины расстройки контуров – более плоская вершина и увеличение крутизны скатов частотной характеристики фильтра ПЧ¹.

Упражнение 1.7. В одних и тех же осях координат постройте частотные характеристики двух последовательно соединенных колебательных контуров (каждый с добротностью $Q_0 = 50$) для двух случаев:

- когда они оба настроены на промежуточную частоту;
- когда они расстроены в противоположные стороны относительно промежуточной частоты на $\pm 10\%$.

1.8.2.4. Усилитель ПЧ и детектор

В качестве усилителя ПЧ (рис. 1.26) также используется дифференциальный усилитель. Его выходной сигнал проходит через эмиттерный повторитель и поступает на вывод 5 ИС. Напряжение АРУ УПЧ используется для управления базовым смещением транзисторного источника тока с помощью другого транзистора, работающего точно так же, как и транзистор Q10 (рис. 1.28). Выходной сигнал трансформатора ПЧ через емкость подается на другую пару

¹ В схеме используется обычный двухконтурный полосовой фильтр, традиционно применяемый в УПЧ. Расстройка в нем получается автоматически из-за связи между контурами. В данном конкретном случае для унификации использованы стандартные контуры ПЧ в отдельных экранах, а для связи контуров служит имеющаяся в первом контуре катушка связи. Аналогичный фильтр установлен между УПЧ и детектором, см. рис. 1.26. – *Прим. ред.*

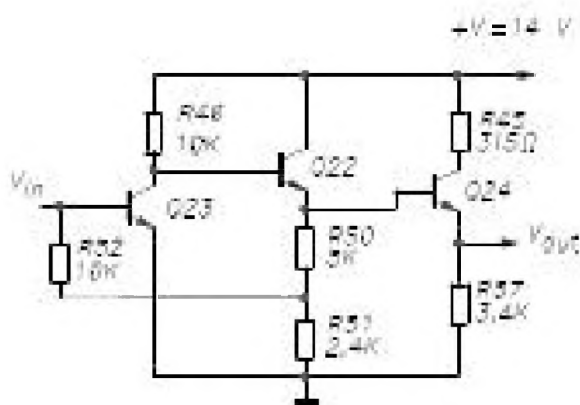


Рис. 1.30. Схема детектора интегральной схемы HA1199

связанных трансформаторов ПЧ и далее через емкость – на детектор.

Детектор представляет собой группу из трех транзисторов с непосредственной связью, причем два последних включены в конфигурации Дарлингтона (составного транзистора). Схема детектора показана на рис. 1.30.

Видно, что в схеме имеется отрицательная обратная связь по постоянному току из эмиттерной цепи транзистора Q22 на базу Q23, предназначенная для стабилизации рабочей точки. Расчетная величина напряжения покоя на базе транзистора

Q23 составляет 0,7753 В, транзистор Q24 полностью закрыт и при размахе сигнала на базе Q23 менее чем 5 мВ остается в состоянии отсечки. Положительные полуволны будут отсекаются, в то время как отрицательные преобразовываться в положительные выходные полуволны, являющиеся усиленной копией входных. Это именно то, что требуется для АМ детектора, к тому же с усилением. С114 – конденсатор детекторного фильтра, а элементы С117, R105 представляют собой вторую ступень низкочастотного фильтра пульсаций выходного НЧ сигнала детектора. Постоянная составляющая выходного сигнала детектора удаляется конденсатором С118, а комбинация с R201, С201, R202, С202 и R_A (рис. 1.26) образует цепь регулировки тембра. Заметим, что в схеме такого типа регулятор громкости R_B имеет дополнительный вывод, а конденсатор С203 – неполярный электролитический. Он выполняет функцию блокировочного конденсатора и исключает замыкание вывода 4 ИС 7222 на общую шину по постоянному току. Указанная микросхема – усилитель ЗЧ. На ее выходе включен конденсатор С209, не пропускающий постоянную составляющую на нагрузку. Потенциометр R_C называется регулятором баланса. Он позволяет пользователю плавно изменять распределение мощности сигнала между двумя громкоговорителями (в автомобиле – между передним и задним).

1.8.2.5. Источник питания

Источником питания является система аккумулятор-генератор автомобиля, но электрооборудование машины создает много помех. В связи с этим входящий постоянный ток питания приемника проходит сначала через LC-фильтр (L4, L3 и С205). Катушка L4 намотана на ферритовом сердечнике, а L3 – на шихтованном стальном. Катушка L4 предназначена в основном для подавления высокочастотных составляющих шума. Постоянная составляющая с выхода LC-фильтра проходит далее через RC-фильтр (R203, С116) для дальнейшей ее очистки перед подачей на вывод 9 питания ИС приемника. Даже при столь небольшой величине резистора (всего 0,5 Ом) этот фильтр дает дополнительное подавление шума для частот выше 1,5 кГц.

Кроме того, как уже упоминалось, ИС имеет внутренний стабилизатор напряжения для питания наиболее критичных каскадов УВЧ и преобразователя частоты, что создает дополнительную защиту от шумов.

1.9. Системы стереовещания в диапазоне АМ

В связи с уменьшением слушателей радиовещательные компании, работающие в диапазоне АМ, обратились к системам *АМ стереофонического вещания*¹ как к возможному средству дополнительного привлечения клиентов. В Федеральную комиссию по связи с производителями было представлено несколько систем. Цель – в конкурентной борьбе выявить систему, признанную в качестве стандарта. Комиссия же, не имея на тот момент квалифицированных специалистов и проявив нерешительность, приняла, по собственному определению, «рыночное решение».

Это решение (или отсутствие такового) серьезно навредило будущему АМ стереовещания. Производители приемников и интегральных микросхем не желали рисковать, создавая устройства, которые могли оказаться бесполезными в случае проигрыша. В результате было создано несколько приемников, принимавших, как было заявлено, все три ведущие системы АМ стерео, но ни одну из них качественно.

В первую тройку соперников входили системы от фирм Harris, Motorola и Kahn-Hazeltine. Система фирмы Motorola с самого начала считалась наиболее предпочтительной по следующим причинам:

- эта система полностью совместима с существующими АМ приемниками с детектором огибающей, так как формирует на выходе суммарный сигнал $L + R$ (левого и правого каналов);
- фирма Motorola – вертикально интегрированная компания. Она не только производит радиовещательное оборудование, но и изготавливает ИС MC13020P, которая соответствующим образом декодирует АМ стереосигнал, созданный радиовещательной системой. Она принимает на входе сигнал ПЧ и выдает на выходе НЧ сигналы левого и правого каналов. В типовой схеме узла кроме самой ИС используются 11 резисторов, 15 конденсаторов и керамический резонатор на 3,6 МГц. В составе ИС предусмотрен также выход для подключения светодиодного индикатора стереорежима;
- на начальном этапе, при выработке решения, фирма GM-Delco выбрала систему фирмы Motorola для использования в своих автомобильных приемниках. Соответствующий рынок огромен, и это сделало систему фирмы привлекательной для АМ радиостанций, которые намеревались переходить на стереовещание;
- из всех предложенных система фирмы Motorola, вероятно, наиболее терпима к неидеальным условиям приема, если рассматривать проблему в целом. Система фирмы Harris обладает прекрасным разделением каналов и обеспечивает наименьшие искажения при приеме стереосигнала, но для монофонического сигнала дает искажения 2,5%. В ней возможно также возрастание шума более чем на 6 дБ в случае неравенства амплитуд стереосигналов L и R .

Этих достоинств оказалось достаточно, чтобы обеспечить победу фирме Motorola. Однако соперничество между системами фирм Motorola и Kahn-Hazeltine продолжалось так долго, что радиостанции постепенно теряли к этому интерес.

¹ В отечественном стереофоническом радиовещании никогда не использовались и не используются. – *Прим. ред.*

В настоящее время те немногие радиостанции, которые работают с АМ стерео, используют систему фирмы Motorola. Также она поддерживается Национальной радиовещательной ассоциацией, а Федеральная комиссия по связи издала, наконец, регламентирующие документы, касающиеся АМ стереовещания, в которых рекомендуется использовать формат упомянутой компании.

Основная схема модуляции является искусной модификацией известной *квадратурной амплитудной модуляции* (КАМ), которая позволяет двум независимо модулированным сигналам размещаться в одной и той же полосе частот радио-

программы, и далее разделять эти сигналы на выходе приемника [2]. Эта схема выглядит так, как будто бы специально сделана для АМ стереосистем, за исключением того, что один из сигналов модулирован с двумя боковыми полосами и подавленной несущей, а другой – с двумя боковыми полосами и с несущей. На рис. 1.31 приведена векторная диаграмма для КАМ.

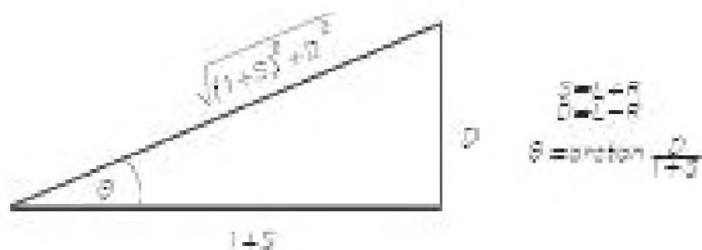


Рис. 1.31. Векторная диаграмма для АМ стереосистемы типа CQUAM®

Диаграмма построена для сигнала:

$$V(t) = (1+S)\cos\omega_c t + D\sin\omega_c t = \sqrt{(1+S)^2 + D^2} \times \cos\left(\omega_c t - \arctg \frac{D}{1+S}\right).$$

Если подать этот сигнал на детектор огибающей, то выходной сигнал будет равен $\sqrt{(1+S)^2 + D^2}$, тогда как нам желательно получить $1+S$. Слагаемое с D обуславливает искажения принятого монофонического сигнала. В общем случае мы можем умножить D и $1+S$ на $\cos\theta$. По-прежнему будет справедливо, что $\theta = \arctg D/(1+S)$, но теперь получим:

$$V(t) = \sqrt{(1+S)^2 + D^2} \times \cos\theta \times \cos\left(\omega_c t - \arctg \frac{D}{1+S}\right).$$

Из фазовой диаграммы следует:

$$\cos\theta = \frac{1+S}{\sqrt{(1+S)^2 + D^2}},$$

что позволяет написать:

$$V(t) = (1+S) \cos\left(\omega_c t - \arctg \frac{D}{1+S}\right).$$

Такой сигнал будет правильно обрабатываться детектором огибающей, который выдаст желаемый выходной сигнал вида $1+S$. Фирма Motorola назвала эту систему CQUAM® (совместимая квадратурная амплитудная модуляция).

На рис. 1.32а показана структурная схема монофонического передатчика АМ, а на рис. 1.32б – соответствующая схема для системы CQUAM®.

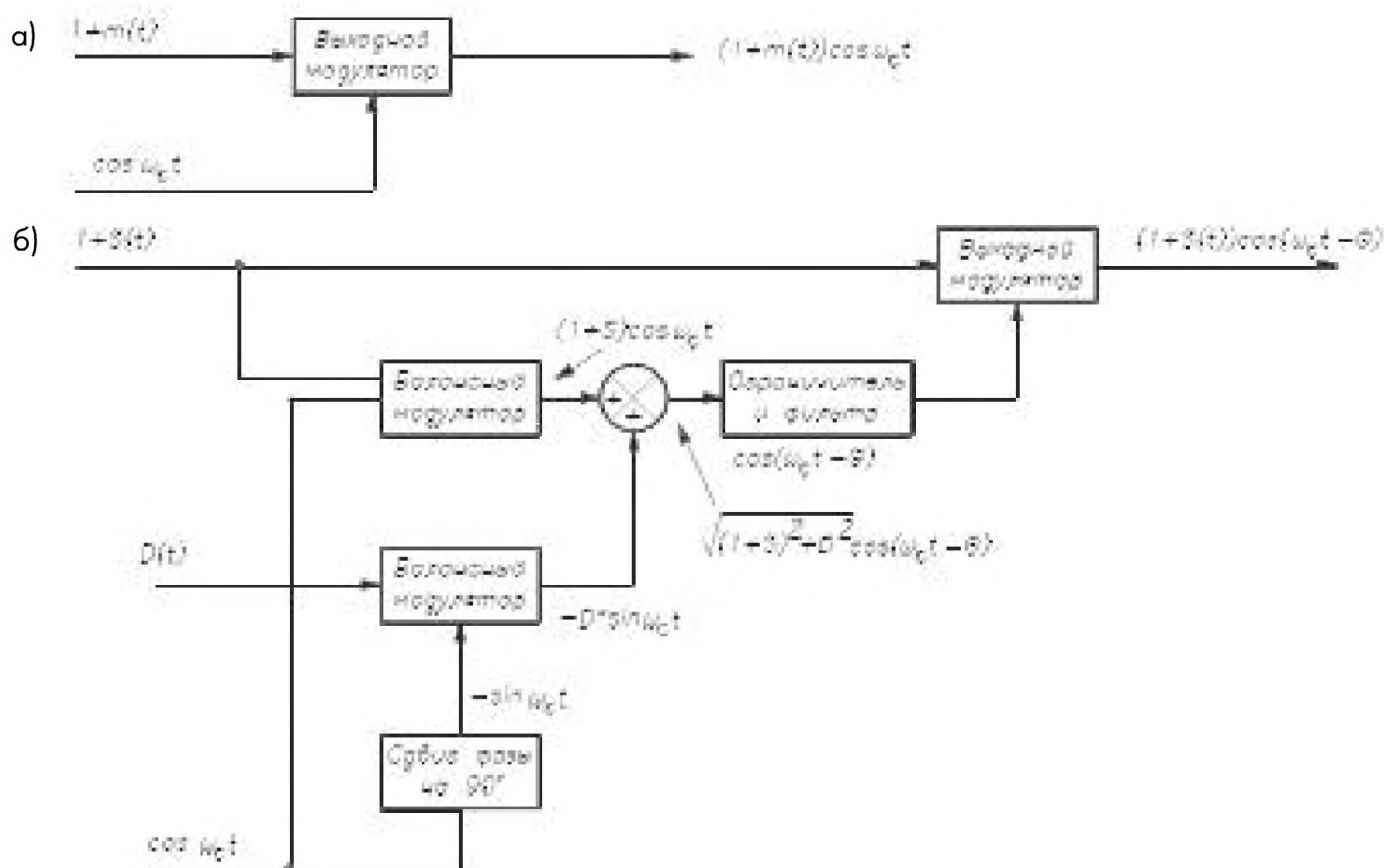


Рис. 1.32. Блок-схемы передатчиков АМ системы CQUAM®: а – монофонического; б – стереофонического

Сигнал КАМ генерируется стандартным образом. После ограничения исчезают изменения амплитуды, но L – R информация сохраняется в форме модуляции фазы. Заключительный этап модуляции (такой же, как в случае монофонической амплитудной) приводит к генерации сигнала CQUAM®. В реальной системе имеются два дополнения:

- для поддержания приемлемого разделения каналов во всем диапазоне НЧ необходимо на входах двух балансных модуляторов (рис. 1.32б) ввести компенсаторы фазы. Они необходимы для компенсации различия времени распространения для сигнала НЧ (верхний канал) и сигнала ВЧ (нижний канал) к оконечному модулятору;
- перед подачей сигнала D в балансный модулятор к нему прибавляется *пилот-тон* на частоте 25 Гц. Если сигнал D равен 0, то сигнал на частоте 25 Гц обеспечит на выходе модуляцию несущей с глубиной 4%.

На рис. 1.33 представлена блок-схема декодера MC13020P.

Как показано на рис. 1.32б, выходной сигнал системы CQUAM® имеет вид $(1 + S) \cos(\omega_c t - \theta)$. Такой же вид имеет и сигнал, поступающий на вывод третьего декодера, только под несущей частотой в данном случае подразумевается частота 455 кГц, поскольку сигнал передается на промежуточной частоте. Главная часть схемы расположена в левом верхнем углу.

При прохождении входного сигнала через детектор огибающей (Env DET) образуется сигнал $1 + S$. RC-цепочка, подключенная к выводу 2, представляет собой



фильтр НЧ для детектора огибающей. Входной сигнал поступает также на *регулируемый усилитель* (Var Gain), коэффициент усиления которого можно записать в виде

$$A_v = 2V_c,$$

где V_c – напряжение, управляющее усилением и равное, как указано на схеме, $1/\cos\theta$. Отсюда получаем

$$A_v = 2/\cos\theta.$$

Поскольку $\cos\theta$ изменяется в соответствии с сигналом НЧ, то его изменения оказываются медленными в сравнении с усиливаемым сигналом ПЧ, и поэтому легко достигается линейный режим усиления сигнала.

Таким образом, выходной сигнал каскада с переменным усилением равен входному сигналу CQUAM®, умноженному на полученный коэффициент усиления:

$$V_{out} = \frac{2(1+S) \cos(\omega_c t - \theta)}{\cos\theta}.$$

Этот сигнал поступает на вход *синфазного детектора* (I DET) наряду с восстановленной несущей, которая поступает от *генератора, управляемого напряжением* (VCO) через счетчик-делитель на 8.

Генератор VCO работает на столь высокой частоте, что она находится за пределами радиовещательного диапазона для любой из промежуточных частот, применяемых в АМ приемниках. Если бы, например, не использовалось деление частоты на 8, то VCO работал бы на частоте 455 кГц и его прямоугольный сигнал имел бы значительную гармонику на частоте $3 \times 455 \text{ кГц} = 1365 \text{ кГц}$. Но эта частота находится в середине радиовещательного диапазона, и такое излучение от VCO было бы недопустимым. Хотя выходной сигнал VCO, подаваемый на синфазный детектор, имеет прямоугольную форму, его первая гармоника изменяется по закону косинуса. Гармоники высшего порядка будут давать высокочастотные составляющие, удаляемые фильтром НЧ, подсоединенным к выводу 1. Поэтому будем считать сигнал от VCO косинусоидальным и проанализируем работу синфазного детектора, рассматривая его как умножитель. Тогда его выходной сигнал равен произведению входных сигналов:

$$\begin{aligned} V_{out_1} &= \frac{2(1+S) \cos(\omega_c t - \theta)}{\cos\theta} \times \cos\omega_c t = \\ &= \frac{2(1+S)}{\cos\theta} [\cos^2\omega_c t \cos\theta + \sin\omega_c t \cos\omega_c t \sin\theta] = \\ &= 2(1+S) [\cos^2\omega_c t + \sin\omega_c t \cos\omega_c t \tan\theta]. \end{aligned}$$

Пользуясь известными тригонометрическими соотношениями, это выражение можно упростить:

$$V_{out_1} = (1+S) [1 + \cos 2\omega_c t + \sin 2\omega_c t \tan\theta].$$

Гармоники на частоте $2\omega_c$ будут отфильтрованы, поэтому останется

$$V_{out_1} = (1 + S) = 1 + L + R,$$

что в точности совпадает с выходным сигналом детектора огибающей. Эти два предположительно одинаковых сигнала подаются на дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, называемый усилителем ошибки (Err Amp). Его выходной сигнал управляет коэффициентом усиления регулируемого усилителя. Таким образом, петля замкнулась. Усилитель ошибки вынуждает регулируемый усилитель вырабатывать выходной сигнал, который даст после детектирования $1 + S$. В соответствии со схемой и расчетом этот сигнал ошибки должен быть равен $1/\cos \theta$.

Делитель частоты VCO вырабатывает также сигнал, сдвинутый на 90° по отношению к несущей. Этот сигнал можно представить как $\sin \omega_c t$. *Квадратурный детектор* (Q DET) работает аналогично синфазному детектору. Его выходной сигнал равен

$$\begin{aligned} V_{out_Q} &= \frac{2(1+S) \cos(\omega_c t - \theta)}{\cos \theta} \sin \omega_c t = \\ &= \frac{2(1+S)}{\cos \theta} [\cos \omega_c t \sin \omega_c t \cos \theta + \sin^2 \omega_c t \sin \theta] = \\ &= \frac{2(1+S)}{\cos \theta} \left[\frac{\sin 2\omega_c t}{2} \cos \theta + \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos 2\omega_c t}{2} \right) \sin \theta \right]. \end{aligned}$$

После низкочастотной фильтрации на выводе 20 получим

$$V_{out_Q} = \frac{2(1+S)}{\cos \theta} \left(\frac{1}{2} \sin \theta \right) = (1+S) \operatorname{tg} \theta,$$

Но, как было показано при выводе формулы для сигнала CQUAM[®],

$$\operatorname{tg} \theta = D/(1+S),$$

поэтому

$$V_{out_Q} = D = (L - R).$$

Следует помнить, что сигнал, восстановленный квадратурным детектором, равен сумме D и пилот-тона на частоте 25 Гц. Уместно также заметить, что термин «пилот-сигнал» возник вместе с техникой ЧМ. Хотя АМ и старше, чем ЧМ, но ЧМ стерео старше, чем АМ стерео. В технике ЧМ главным назначением пилот-тона было восстановление несущей. Он использовался также для высвечивания индикации того, что приемник настроен на стереосигнал. В случае АМ пилот-сигнал не используется для восстановления несущей и в этом смысле не является необходимым. Он используется для индикации настройки на стерео-программу, как в случае ЧМ, а также для переключения из режима стерео в моно, если амплитуда сигнала недостаточна для качественного приема стерео-программы. (Автоматическое переключение такого рода может быть осуществлено также и в ЧМ приемниках.) Подключенная к выводу 19 РС-цепочка выполняет

низкочастотную фильтрацию для фазового детектора петли обратной связи и обеспечивает демпфирование этой петли. Эти вопросы будут рассмотрены более детально в главе 2.

При изменении амплитуды входного сигнала изменяется также и амплитуда сигнала «пилот + $(L - R)$ ». Это изменение компенсируется блоком автоматической регулировки усиления (Q AGC), который действует аналогично обычному блоку АРУ. Информация о «пилот + $(L - R)$ » сигнале подвергается низкочастотной фильтрации с целью увеличения относительной величины пилот-тона по сравнению с $L - R$. Соответствующий НЧ фильтр образован внутренним резистором 400 Ом, подключенным к выводу 11, внешним резистором и конденсатором 5 мкФ, соединенным с общей шиной. Действие данной АРУ эффективно только в ограниченном интервале входных амплитуд. Если амплитуда сигнала уменьшается ниже этого уровня, то составляющая пилот-сигнала на конденсаторе 5 мкФ сильно уменьшается. Сигнал фильтруется здесь намного более эффективно с помощью активного полосового фильтра, обведенного пунктирными линиями, и подается на *декодер пилот-тона* (Pilot Decoder). Данный блок «решает», каким будет выходной сигнал – моно или стерео. Это зависит от того, находится ли в состоянии фазового синхронизма петля фазовой автоподстройки, достаточен ли уровень входного сигнала и не включен ли принудительно режим моно. Если все условия выполнены, то декодер пилот-сигнала активизирует двухполюсный переключатель (Switch), который:

- включает индикатор режима стерео;
- разрешает сигналу $L - R$ пройти в матрицу (Matrix), где он вместе с сигналом $L + R$ формирует сигналы L и R .

Если условия не позволяют осуществить хороший прием стереосигнала, то на вход матрицы попадает только сигнал $L + R$ от детектора огибающей, и он появляется на обоих выходах.

ИС обладает еще одной нетривиальной особенностью. Если на вход приемника попадают сигналы двух станций, передающих на одной и той же номинальной частоте, то говорят, что нежелательная станция создает *помеху по основному каналу*. Поскольку несущие частоты не будут в точности равны друг другу, то в результате операции квадратурного детектирования появятся компоненты на частоте, равной разности двух несущих частот. Эта частота будет столь низка, что пройдет через фильтр *пилот-сигнала*. Далее она пройдет через еще одну цепь низкочастотной фильтрации (1,6 кОм и 2,2 мкФ) и усилитель помехи основного канала. Любой пилот-сигнал на частоте 25 Гц здесь также будет усиливаться, но составляющая на частоте 25 Гц специально подавляется путем добавления инвертированного сигнала необходимой величины от полосового фильтра пилот-сигнала. Таким образом, выходной сигнал этого усилителя становится верным индикатором уровня помехи основного канала. Этот сигнал подается на декодер пилот-тона вместе с другими, ранее перечисленными, и также помогает принять решение о том, каким быть выходному сигналу – моно или стерео.

1.10. Сертификация АМАХ™

АМАХ™ – это сертификационный знак¹, который Ассоциация электронной промышленности и Национальная радиовещательная ассоциация (EIA/NAB) присваивают радиоприемнику диапазона АМ, удовлетворяющему следующим критериям:

- соответствие стандартам на полосу частот и искажения, установленным Национальным комитетом по радиосистемам и суммированным в документе EIA/IS-80, датированным мартом 1991 года;
- возможность регулировки ширины полосы приема, осуществляемой вручную или автоматически. В простейшем виде это может быть ручной переключатель «узкая полоса» – «широкая полоса»;
- прием стереовещания и соответствие требованиям АМАХ™;
- шумоподавление, за исключением приемников, имеющих питание только от внутреннего источника (см. схему в разделе 3.8);
- возможность подключения внешних антенн ЧМ и АМ. Это не относится к приемникам, имеющим штыревую телескопическую антенну ЧМ или использующим в качестве антенны провод головного телефона. Приемник типа Walkman, в котором используется вторая из упомянутых антенн, рассмотрен в разделе 3.1;
- возможность настройки на новый участок диапазона АМ, охватывающий диапазон несущих частот 1610–1700 кГц.

Литература

1. Fink D. G. and Carroll J. Standard Handbook for Electrical Engineers. – М., 1968, р. 5–36. New York: McGraw-Hill.
2. Haykin S. Communication Systems. – New York: Wiley, 1983, р. 135.
3. Phillips A. B. Transistor Engineering. – New York: McGraw-Hill, 1962, р. 226.
4. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет. – М.: Связь, 1979.
5. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. Учебник для вузов. – М.: Связь, 1974.

¹ Используется, вероятно, только в США. – Прим. ред.

2. РАДИОПРИЕМНИКИ ДИАПАЗОНА ЧМ

2.1. Снова гетеродинирование

Супергетеродинный приемник занимает лидирующее положение не только среди АМ, но и среди ЧМ приемников. Интересно отметить, что майор Э. Армстронг, автор принципа супергетеродинного приема, предложил также и ЧМ¹. Его изобретение явилось следствием изучения причин и путей устранения шумов в АМ приемниках.

Диапазон ЧМ размещен намного выше по частоте, так как частотный спектр ЧМ сигнала гораздо шире, чем спектр АМ сигнала. Каждой радиовещательной станции ЧМ отводится интервал частот 0,2 МГц, то есть в 20 раз больше, чем коммерческой станции АМ. Станции ЧМ имеют несущие частоты в интервале от 87,9 до 107,9 МГц². Таким образом, в диапазонах АМ и ЧМ можно разместить примерно по 100 различных каналов. В радиовещательных ЧМ приемниках применяется промежуточная частота 10,7 МГц.

На рис. 2.1 показано распределение энергии в спектре при синусоидальной модуляции.

Так же, как и в АМ приемниках, в результате преобразования частоты образуются два полных ЧМ сигнала. Разностные частоты группируются около частоты 10,7 МГц и поступают в усилитель ПЧ.

Упражнение 2.1. Пусть приемник настроен на несущую частоту 99,3 МГц. Определите частоту, около которой группируются суммарные частоты.

¹ В 1936 году. – *Прим. ред.*

² Здесь указан частотный диапазон в соответствии со стандартом CCIR, принятый в США, Западной Европе, а теперь и в Японии, то есть ставший международным. У нас для ЧМ вещания по стандарту OIRT был отведен диапазон 65,8–73,0 МГц. В последние годы отечественным станциям выдаются лицензии для вещания по стандарту CCIR в международном диапазоне. – *Прим. ред.*

Суммарные частоты удаляются резонансным усилителем. Так вся информация ЧМ сигнала оказывается перенесенной в сигнал на промежуточной частоте.

2.2. Ограничение сигнала

Вся полезная информация ЧМ сигнала заключена в девиации частоты, поэтому любые изменения амплитуды можно считать шумом. Его можно фактически исключить, если перед детектированием пропустить ЧМ сигнал через *ограничитель*¹. Простой и эффективный ограничитель представляет собой усилительный каскад, вводимый в режим насыщения одной полярностью входного сигнала, и в область отсечки – другой. Разумеется, крутизна фронта и среза квазипрямоугольного выходного сигнала будет конечна, но чем больше степень перегрузки ограничителя сигналом ЧМ, тем ближе к прямоугольному будет его выходной сигнал. Для достижения максимального приближения применяется каскадное включение ограничителей.

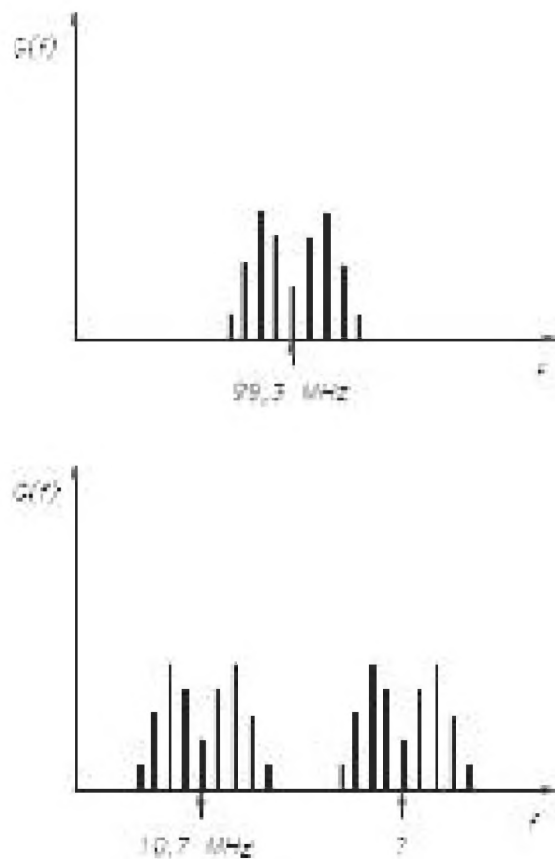


Рис. 2.1. Распределение энергии в спектре при частотной модуляции несущей одночастотным синусоидальным сигналом

2.3. Частотное детектирование

Частотные детекторы обычно называют дискриминаторами, или *демодуляторами*. В отличие от АМ, где схема детектора практически универсальна, существует большое разнообразие работоспособных схем детекторов ЧМ.

2.3.1. Детектор отношений и дискриминатор Фостера-Сили

В приемниках ранних выпусков использовался либо *дискриминатор Фостера-Сили* (Foster-Seeley), либо детектор отношений. Эти две схемы в целом аналогичны. Дискриминатор Фостера-Сили теоретически дает вдвое больший выходной сигнал, чем детектор отношений, но последний подавляет амплитудную модуляцию, поэтому более распространен. Так как ни одна из этих схем не поддается интеграции, их можно встретить только в устаревших приемниках. В ЧМ приемнике, рассматриваемом ниже, используется один из распространенных вариантов *детектора отношений*, и нет необходимости давать подробный анализ

¹ Не все так просто. Ряд частотных детекторов, в частности на основе ФАПЧ, почти не реагируют на амплитуду, и их шумовые характеристики ограничитель улучшает мало, да и то только в надпороговой области. В области же у порога и ниже его ограничитель вредит делу, обуславливая появление на выходе детектора аномальных шумовых выбросов. Все это подробно изложено в отечественной литературе по помехоустойчивости приема ЧМ сигналов. – *Прим. ред.*

этой схемы. Читатели, желающие ознакомиться с расчетами традиционной разновидности детектора отношений, могут обратиться, например, к книге Чирлиана (Chirlian) [1].

2.3.2. Схема фазовой автоподстройки

Широко известно использование в качестве детектора ЧМ системы *фазовой автоподстройки частоты* (ФАПЧ, или петли фазовой синхронизации) в интегральном исполнении. Типичная схема показана на рис. 2.2.

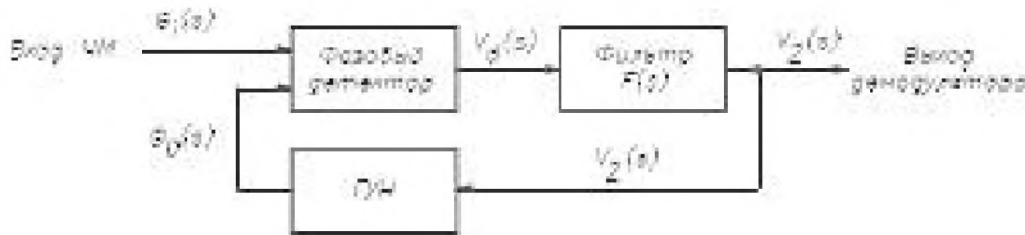


Рис. 2.2. Структурная схема ЧМ детектора на основе ФАПЧ

2.3.2.1. Дискриминационная характеристика

Фазовый детектор характеризуется константой K_d , связывающей низкочастотное выходное напряжение с разностью фаз между сигналами на двух входах: сигналом от генератора, управляемого напряжением (ГУН), и внешним сигналом:

$$V_d(s) = K_d [\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad (2.1)$$

Это соотношение точно выполняется для прямоугольных входных сигналов и является хорошим приближением для синусоидальных при условии, что $\sin(\theta_i(s) - \theta_o(s)) \approx \theta_i - \theta_o$. Типичен случай, когда K_d при увеличении амплитуды входного сигнала линейно возрастает до тех пор, пока не наступает насыщение, и тогда K_d перестает зависеть от амплитуды входного сигнала.

ГУН характеризуется константой K_o , связывающей частоту выходного сигнала с входным напряжением:

$$\begin{aligned} \theta_o(s) &= K_o V_2(s) / s \\ K_o V_2(s) &= s \theta_o(s) = \omega_o(s). \end{aligned}$$

Произведение $K_d \times K_o$ представляет собой *коэффициент петлевого усиления* и обозначается K_v . Он имеет размерность частоты и величину порядка частоты свободных колебаний.

Согласно Гарднеру (Gardner) [3, с. 8], справедливо следующее соотношение между величинами, указанными на рис. 2.2:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)}.$$

Далее, учитывая выражения для ГУН, получаем

$$K_o V_2(s) = \frac{s\theta_i(s) K_v F(s)}{s + K_v F(s)},$$

$$V_2(s) = \frac{\omega_i(s)}{K_o} \left[\frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)} \right] \equiv \frac{\omega_i(s)}{K_o} \times H(s) \quad (2.2)$$

Если бы $H(s)$ было равно 1, то это выражение соответствовало бы идеальному детектированию. Обычно оно является хорошей оценкой грамотности спроектированной схемы.

2.3.2.2. Анализ линейности

Трудно говорить в общей форме о нелинейности системы ФАПЧ второго порядка, поскольку очень многое зависит от вида фильтра $F(s)$. Однако некоторые общие положения выявляются на конкретном примере. На рис. 2.3 показан простейший фильтр для ФАПЧ, обладающей характеристикой второго порядка.

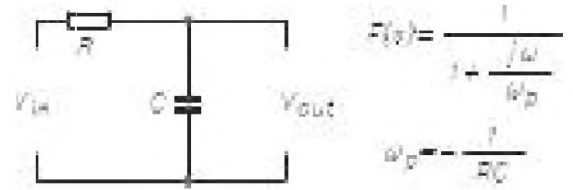


Рис. 2.3. Схема простейшего фильтра нижних частот, обеспечивающего демодулятору на основе ФАПЧ амплитудно-частотную характеристику второго порядка

Для этого фильтра можно написать [3, с. 2]:

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_p} \quad , \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p}{K_v}}$$

и

$$H(s) = \frac{K_v \omega_p}{s^2 + s\omega_p + K_v \omega_p} \quad (2.3)$$

Нелинейность записывается в виде $|1 - H(s)|$, где

$$|H(s)| = \left| \frac{K_v \omega_p}{(K_v \omega_p - \omega^2) + j\omega\omega_p} \right| = \frac{K_v \omega_p}{\sqrt{(K_v \omega_p - \omega^2)^2 + \omega^2 \omega_p^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{K_v \omega_p}\right)^2 + \frac{\omega^2}{K_v^2}}}$$

Поскольку $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p}{K_v}}$, то $4\zeta^2 K_v = \omega_p$ и

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{4\zeta^2 K_v^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{K_v^2}}}$$

нелинейность можно записать в виде:

$$\varepsilon_L = \left| 1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{4\zeta^2 K_v^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{K_v^2}}} \right| \quad (2.4)$$

Знак абсолютной величины здесь необходим, так как при недостаточном демпфировании $|\mathbf{H}(s)|$ может быть больше 1.

Это выражение для нелинейности зависит от частоты модуляции и от демпфирования петли ФАПЧ. Для фиксированного верхнего предела ω/K_v можно найти значение коэффициента демпфирования ζ , при котором среднеквадратическая нелинейность в этом диапазоне частот минимальна:

$$\varepsilon_R(\zeta, x_{MAX}) = \sqrt{\frac{1}{x_{MAX}} \int_0^{x_{MAX}} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{x^2}{4\zeta^2}\right)^2 + x^2}} \right]^2 \times dx},$$

где $x \equiv \omega/K_v$, $x_{MAX} = \omega_{MAX}/K_v$ и $(0 < x \leq 1)$.

С помощью интегрирования методом Симпсона при $x_{MAX} = 1$ были получены следующие данные:

ζ	$\varepsilon_R(\zeta, 1), \%$
0,61	2,25
0,62	2,01
0,63	1,90
0,64	1,93
0,65	2,08.

В результате интерполяции минимальному значению ε_R соответствует $\zeta = 0,633$.

Аналогично может быть найдено значение ζ , соответствующее минимуму ε_R , для любого значения x_{MAX} . Эти данные представлены графически на рис. 2.4.

Из графика видно, что для $x_{MAX} \ll 1$ (или $\omega_{MAX} \ll K_v$) оптимальный коэффициент демпфирования равен 0,707 и даже для $x_{MAX} = 1$ (или $\omega_{MAX} = K_v$) он отличается от этого значения не более чем на 10%. Таким образом, для обеспечения линейности детектирования ЧМ с использованием ФАПЧ желательно, чтобы ζ было равно 0,707 и величина K_v была велика по сравнению с ω .

При этом значении ζ из формулы (2.4) получаем

$$\varepsilon_L = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\omega^4}{4K_v^4}}} - 1 \quad (2.5)$$

График этого выражения представлен на рис. 2.5.

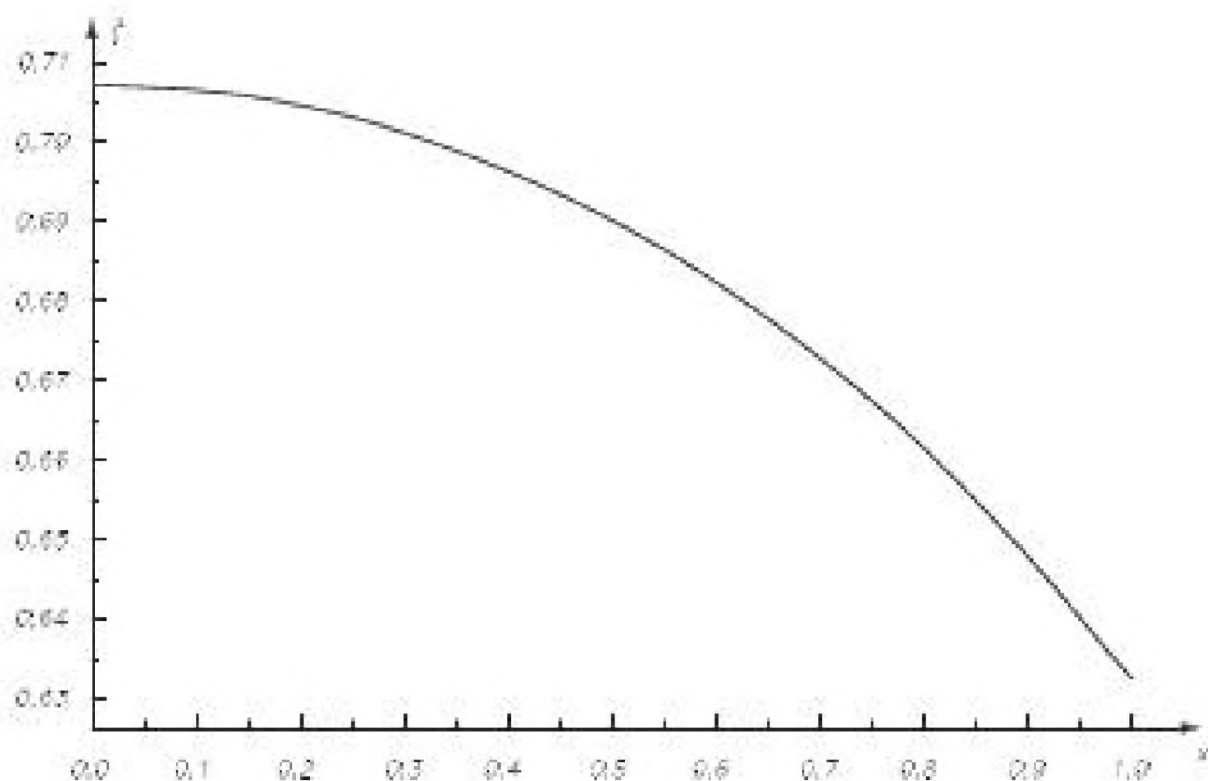


Рис. 2.4. Зависимость от частоты коэффициента ζ , соответствующего наименьшей среднеквадратичной нелинейности для детектора с ФАПЧ второго порядка

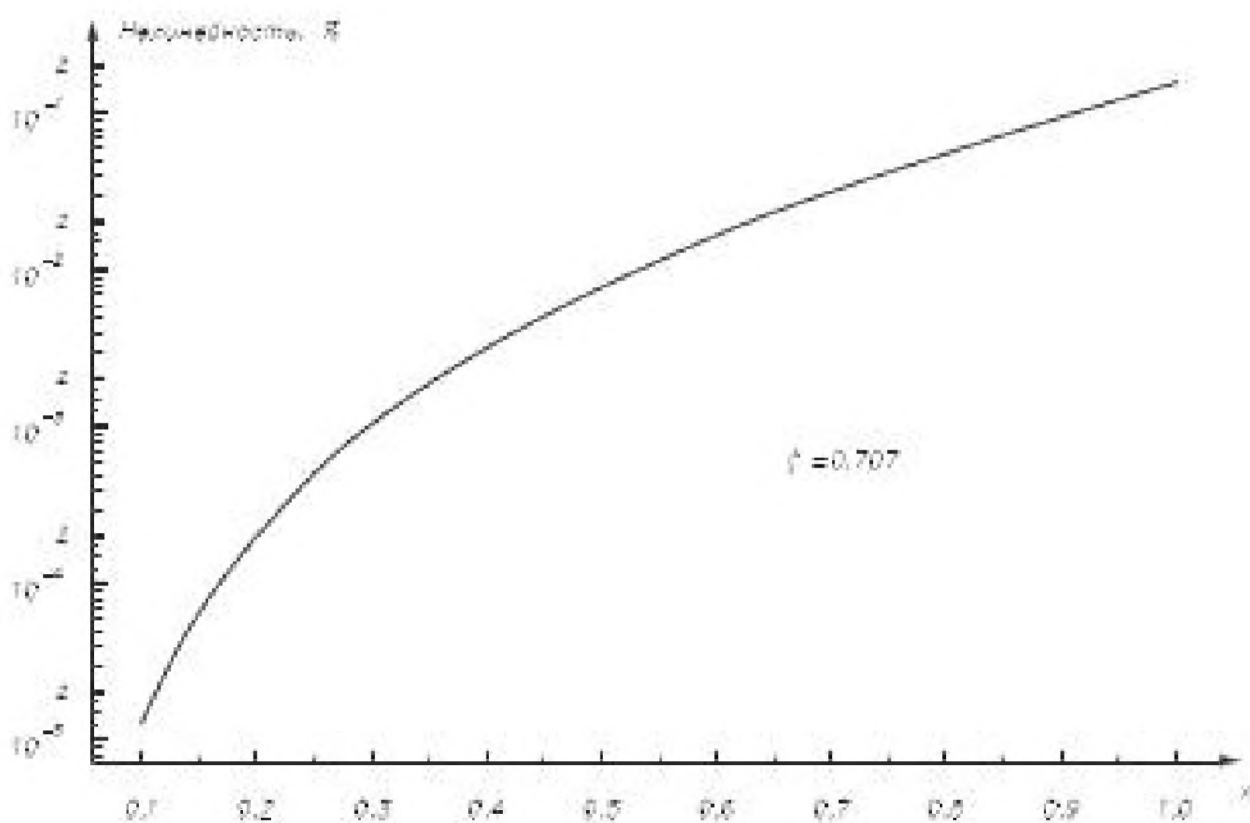


Рис. 2.5. Зависимость от частоты среднеквадратичной нелинейности детектора с ФАПЧ второго порядка при оптимальном значении ζ

Как видно из графика (рис. 2.5), при $\omega \ll K_v$ линейность превосходная. Линейность детектирования сильно ухудшается, если входной сигнал фазового детектора синусоидальный.

Определим ω/K_v для типичного случая ЧМ детектирования. Для ИС ФАПЧ 560PLL, производимой фирмой Signetics, $K_v = 0,96\omega_0$ Гц [9, с. 40], где ω_0 – частота свободных колебаний в рад/с. Эта величина заранее предопределяет, что фазовый детектор работает в режиме ограничения, для чего требуется иметь на входе действующее напряжение сигнала по меньшей мере 50 мВ. В приемнике ЧМ схема должна работать на частоте 10,7 МГц, поэтому

$$K_v = 0,96 \times 2\pi \times 10,7 \times 10^6 = 64,54 \times 10^6.$$

Максимальное значение частоты модуляции установлено стандартом и равно 15 кГц, поэтому

$$\omega = 2\pi \times 15 \times 10^3 = 94,25 \times 10^3.$$

Таким образом,

$$\omega/K_v = 0,00146.$$

Из уравнения (2.5) получаем:

$$\varepsilon_L = 5,67 \times 10^{-13}.$$

Нелинейность столь мала, что желательно даже несколько увеличить ее. Это связано с тем, что согласно формуле (2.3) и $\omega_n = \sqrt{2}K_v$ для $\zeta = 0,707$ ширину шумовой полосы B_L можно записать в виде [3, с. 20]:

$$B_L = 0,53\omega_n = 0,53 \sqrt{2} \times K_v = 48,37 \times 10^6 \text{ Гц}.$$

Такая ширина полосы будет означать большой выходной шум. В схеме 560PLL предусмотрено сужение полосы путем подключения резистора между выводами 14 и 15 [9, с. 52]. В этом случае усиление уменьшится с коэффициентом

$$\frac{R_s}{12 \text{ кОм} + R_s},$$

где R_s – сопротивление шунтирующего резистора, а 12 кОм – сопротивление внутри ИС. Добавление этого резистора будет сильно влиять на ω_p .

Если сформировать полюс частотной характеристики путем включения конденсатора между выводами 14 и 15 (простейший вариант), то

$$\omega_p = \frac{1}{2 \times 12 \text{ кОм} \times C} \text{ – в отсутствие шунтирующего резистора}$$

и

$$\omega_p = \frac{1}{2 \times (12 \text{ кОм} \parallel R_s) \times C} \text{ – с шунтирующим резистором.}$$

Если усиление резко уменьшается, как в нашем случае, то емкость должна быть существенно увеличена, чтобы сохранить прежние значение ω_p .

Из всего этого следует, что можно найти компромисс между линейностью и шумом. Максимальная нелинейность 0,01% удовлетворит даже самого разборчивого слушателя. Согласно рис. 2.5 это соответствует $\omega/K_v < 0,17$. Поскольку $\omega \leq 94,25 \times 10^3$, то K_v не должно превышать 589 кГц. Это дает уменьшение шумовой полосы в 82 раза. В результате из формулы (2.3) для $\zeta = 0,707$ получаем

$$\omega_p = 2K_v = 1,078 \times 10^6 \text{ рад/с},$$

а так как

$$H(s) = \frac{K_v \omega_p}{s^2 + s\omega_p + K_v \omega_p} = |H(s)| \angle \theta,$$

где

$$\theta = -\arctg \frac{\omega \omega_p}{(K_v \omega_p - \omega^2)},$$

то

$$\theta = -\arctg \frac{2K_v \omega}{2K_v^2 - \omega^2} = -\arctg \frac{2 \frac{\omega}{K_v}}{2 - \left(\frac{\omega}{K_v}\right)^2},$$

что можно переписать в виде

$$\theta = -\arctg \frac{2 \frac{\omega}{K_v}}{2 - \left(\frac{\omega}{K_v}\right)^2} = \frac{-\omega}{K_v} - \Delta\theta.$$

Первый член правой части представляет собой малую временную задержку. Второй – это зависящая от частоты ошибка фазы, равная $6,77 \times 10^{-4}$ рад при $\omega/K_v = 0,16$, и уменьшающаяся до 0 при $\omega = 0$. Такая величина фазовой ошибки значительно ниже того значения, которое может вызвать ощутимые искажения.

2.3.2.3. Ограничение и порог детектирования

Заключительной темой обсуждения в связи с ЧМ демодуляцией является порог детектирования. Если амплитуда входного сигнала недостаточна, чтобы каскады УПЧ работали с ограничением, то коэффициент передачи фазового детектора уменьшается. Уменьшается и K_v , что приводит к ухудшению линейности. Однако еще более важны два других фактора:

- при отсутствии ограничения в каскадах ПЧ демодулированный ЧМ сигнал сопровождается сильными шумами из-за амплитудной модуляции. Очевидно, что это ухудшает принятый сигнал. Чувствительность приемников ЧМ часто определяется в микровольтах, необходимых для полной тишины в паузах. При этом имеется в виду уровень сигнала антенны, необходимый для работы УПЧ в режиме ограничения;
- наиболее серьезным отклонением в работе детектора является выход системы ФАПЧ из режима синхронизма (захвата). Для петли с фильтром второго порядка фазовая ошибка записывается в виде [3, с. 29]:

$$\theta = \Delta\omega / K_v.$$

Для входного сигнала прямоугольной формы эта величина должна иметь значение не более $\pi/2$, поэтому

$$\pi/2 \geq |\Delta\omega / K_v|$$

или

$$|4\Delta f| \leq K_v,$$

где Δf – разность между мгновенной частотой на входе и частотой свободных колебаний в петле. Выше было отмечено, что если УПЧ не ограничивает, то K_v уменьшается. Предположим, что ГУН настроен точно на 10,7 МГц, Δf равно 75 кГц, тогда условие захвата сводится к неравенству $K_v > 300$ кГц.

В нашем примере $K_v = 589$ кГц, но это предполагает полное ограничение, что требует не менее 50 мВ действующего значения входного сигнала. Достаточно сигналу упасть только до 25 мВ, чтобы коэффициент петлевого усиления уменьшился и произошел срыв синхронизма.

Наиболее остро эта проблема встает при неточной установке частоты свободных колебаний. Поэтому для приемников ЧМ с детекторами на основе ФАПЧ достаточно жесткое ограничение более важно, чем для других типов приемников.

2.3.3. Квадратурный детектор

Еще одним весьма популярным типом интегрального ЧМ дискриминатора является квадратурный детектор. Хотя это и не лучший способ для линейного детектирования, популярность его объясняется низкой ценой и простотой наладки (для достижения максимального выходного сигнала требуется только одна настройка). ИС квадратурного детектора есть не что иное, как фазовый детектор с внешним резонансным контуром. В большинстве случаев ИС включает и усилитель-ограничитель ПЧ с высоким усилением. На рис. 2.6 показана схема одного из таких устройств – ИС ULN2111.

2.3.3.1. Анализ интегральной схемы

В ИС ULN2111 входной сигнал ПЧ подается на вывод 4, являющийся входом дифференциального усилителя. Другие входы (выводы 5, 6) заземлены по переменному току двумя конденсаторами по 0,1 мкФ. Коэффициент усиления этого усилителя $A_v = -g_m R_L / 2$. Произведем его количественную оценку. Для этого нам

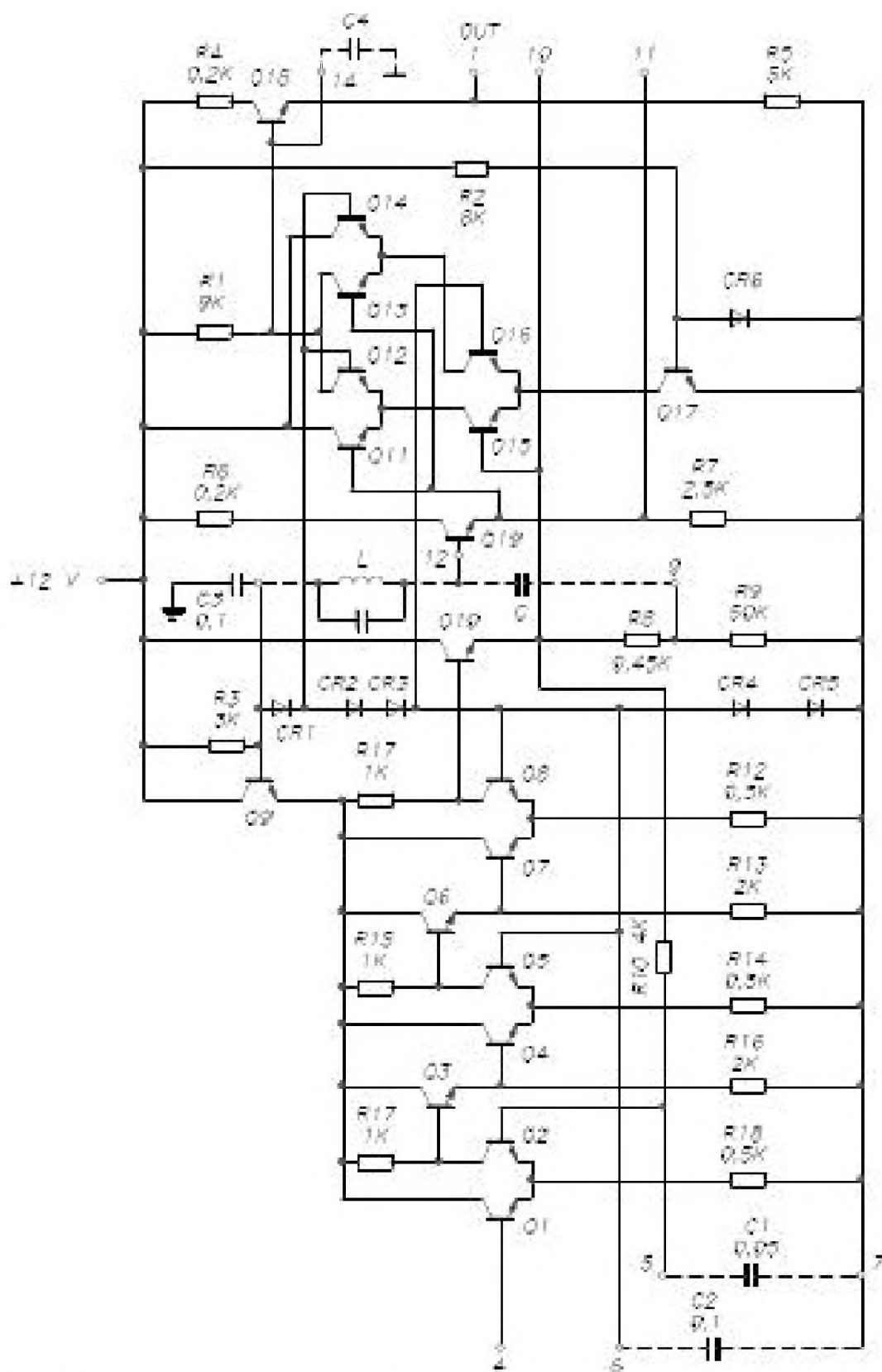


Рис. 2.6. Принципиальная схема ИС квадратурного ЧМ детектора ULN2111

необходимо определить коллекторный ток каждого транзистора дифференциального каскада. Согласно документации фирмы Signetics, напряжение смещения на выводе 6 равно 1,45 В. Можно утверждать, что напряжение на выводе 5 очень близко к этому значению, так как эти выводы соединяются с базами дифференциальной пары Q15, Q16. В связи с тем, что напряжение $V_5 \approx 1,45$ В приложено

к одной из баз рассматриваемого дифференциального усилителя, можно сделать вывод, что напряжение на общем эмиттерном выводе на $\sim 0,6$ В меньше, то есть равно $\sim 0,85$ В. Это напряжение приложено к резистору $0,5$ кОм, что соответствует току, проходящему через него и равному $1,7$ мА. В равновесном состоянии этот ток должен складываться из двух равных токов от каждого из транзисторов, следовательно, $I_{CQ} = 0,85$ мА. Таким образом,

$$|A_v| = \frac{I_{CQ}(\text{мА})}{2 V_T(\text{мВ})} \times R_L(\text{Ом}),$$

где $V_T \equiv kT/q$ – термический потенциал, T – абсолютная температура, q – заряд электрона, k – постоянная Больцмана. В результате подстановки получаем:

$$|A_v| = \frac{0,85}{2,25} \times 1000 = \frac{850}{50} = 17.$$

При этом сопротивление нагрузки принято равным 1 кОм, потому что единственной дополнительной нагрузкой этого каскада является входное сопротивление эмиттерного повторителя, которое должно составлять $(\beta + 1)R_e \approx 200$ кОм.

Выходной сигнал эмиттерного повторителя поступает на другой такой же дифференциальный усилитель, а с него – на следующий эмиттерный повторитель. Затем такая последовательность повторяется еще раз. Можно ожидать, что суммарный коэффициент усиления будет равен $17^3 = 4913$. Однако обычно используемое выражение для g_m ,

$$g_m = I_c(\text{мА}) / V_T(\text{мВ}),$$

на практике имеет верхний предел по g_m . Это выражение получено из формулы для идеального диода:

$$I = I_s(e^{V/V_T} - 1).$$

В реальных кремниевых переходах существует некоторая генерация и рекомбинация носителей в области пространственного заряда, что требует модификации уравнения диода введением η -фактора [6]:

$$I = I_s(e^{\eta V/V_T} - 1), \text{ где } 1 \leq \eta \leq 2.$$

Это, в свою очередь, приводит к модификации формулы для g_m :

$$g_m = I_c(\text{мА})/\eta V_T.$$

Возвратимся к примеру. В худшем случае $\eta = 2$ и усиление каждого каскада будет вдвое меньше, а суммарное усиление – в 8 раз меньше расчетного, то есть 614. Никакой обратной связи для стабилизации этого коэффициента усиления не предусмотрено, да она и не нужна. Если усилитель ограничивает в худшем случае (при $A = 614$), то еще лучше будет ограничивать при большем коэффициенте усиления. Наихудшая ситуация наблюдается при предельной рабочей температуре 85°C ,

когда $V_T = 30$ мВ. Если это условие совпадает с $\eta = 2$, то усиление каждого каскада будет равно 7,08, а общее усиление – лишь 355.

Согласно спецификации, режим ограничения достигается при действующем входном напряжении 500 мкВ. В худшем случае это обеспечит на выводе 10 выходное напряжение 178 мВ, что соответствует амплитудному напряжению 0,25 В. Этот сигнал подается на базу транзистора Q15, потенциал которой колеблется относительно 1,45 В. Между тем напряжение на базе транзистора Q16 удерживается постоянным – 1,45 В. Таким образом, на входе пары Q15, Q16 оказывается дифференциальное входное напряжение $\pm 0,25$ В.

Упражнение 2.2. Транзистор Q17 и связанный с ним диод образуют источник тока 1,5 мА.

1. Произведите оценку базового смещения транзисторов Q11–Q14 аналогично тому, как это было сделано выше.
2. Для транзисторов Q15 и Q16 оцените напряжение база-эмиттер при условии, что напряжение на базе Q15 равно 1,70 В.
3. Сделайте то же самое при увеличении сигнала на +0,10 В.

Проделав эти упражнения, убедитесь, что схема работает при амплитуде сигнала $\pm 0,25$ В, но ее нельзя делать намного меньше, поскольку не будут полностью закрываться транзисторы Q15 и Q16.

2.3.3.2. Характеристика дискриминационная

Рассмотрим зависимость выходного напряжения от частоты для квадратурного детектора этой схемы.

Как отмечалось ранее, выходное напряжение ПЧ подается прямо на базу транзистора Q15, тогда как база Q16 заземлена по переменному току. Фирма Signetics, выпускающая эту ИС по лицензии, назвала основную часть схемы квадратурного детектора (Q11–Q14, Q15, Q16 и Q17 с сопутствующими элементами) двойным балансным умножителем и дала формулу [9, с. 15–16]:

$$V_{\text{out}} = |V_{14}| \approx |V_1| = \frac{2A_d}{p} \times |V_{12}| \cos \theta \quad (2.6)$$

Индексы при напряжениях соответствуют номерам выводов ИС. A_d – дифференциальный коэффициент усиления фазового детектора, θ – разность фаз между напряжениями V_{12} и V_9 , равным 1/10 от выходного напряжения УПЧ. В этой формуле предполагается, что величина дифференциального перепада напряжения от УПЧ, приложенного к базам Q15 и Q16, достаточна, чтобы ввести один из

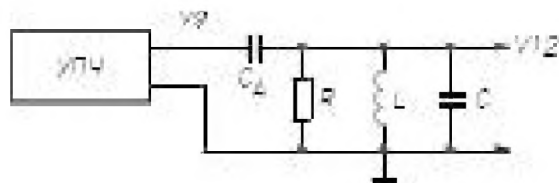


Рис. 2.7. Упрощенная принципиальная схема квадратурного детектора

них в режим насыщения, а другой – в режим отсечки. В предыдущей ссылке дается превосходный количественный анализ работы фазового детектора с особым акцентом на его использование в системе ФАПЧ.

Можно представить соотношения между напряжениями и величинами элементов с помощью схемы, показанной на рис. 2.7.

Будем считать, что резистор моделирует потери в резонансном контуре. Существуют веские причины (см. ниже), чтобы учесть их в виде отдельного элемента. Полное сопротивление параллельного контура можно записать в виде:

$$\frac{sLR}{s^2LCR + sL + R},$$

откуда следует

$$\frac{V_{12}}{V_9}(s) = \frac{\frac{sLR}{s^2LCR + sL + R}}{\frac{1}{sC_A} + \frac{sLR}{s^2LCR + sL + R}} = \frac{s^2LC_A R}{s^2LCR + sL + R + s^2LC_A R}.$$

Введем обозначение $C_p \equiv C + C_A$. Тогда

$$\frac{V_{12}}{V_9}(s) = \frac{s^2LC_A R}{s^2LC_p R + sL + R}$$

и

$$\frac{V_{12}}{V_9} = \frac{-\omega^2 LC_A R}{R(1 - \omega^2 LC_p) + jL\omega} = M \angle \theta \quad (2.7)$$

Далее, пользуясь (2.6), можно написать:

$$|V_1| = \frac{2A_d}{p} \times M |V_9| \cos \theta \quad (2.8)$$

Переписывая (2.7) в полярной форме, получим

$$\frac{V_{12}}{V_9} = \frac{\omega^2 LC_A R}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} \angle 180^\circ - \arctg \frac{L\omega}{R(1 - \omega^2 LC_p)},$$

откуда

$$M = \frac{\omega^2 LC_A R}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} \quad (2.9a)$$

и

$$\theta = 180^\circ - \arctg \frac{L\omega}{R(1 - \omega^2 LC_p)} \quad (2.9b)$$

Нам нужно получить нулевое выходное напряжение детектора для случая, когда частота на входе равна 10,7 МГц. Для этого требуется, чтобы $\theta = 90^\circ$ или, согласно формуле (2.9б)

$$90^\circ = \operatorname{arctg} \frac{L\omega_0}{R(1 - \omega_0^2 LC_p)},$$

что может выполняться только при $\omega_0^2 LC_p = 1$ или

$$\omega_0^2 = 1/LC_p, \quad (2.10)$$

где $\omega_0 = 2\pi \times 10,7 \times 10^6$.

Предполагается, что частоты на входе схемы мало отличаются от ω_0 . С учетом этого можно упростить выражения:

$$\operatorname{arctg} \frac{L\omega}{R(1 - \omega^2 LC_p)} = \operatorname{arctg} \frac{L\omega_0}{R(1 - \omega_0^2 LC_p)} + \operatorname{arctg} \delta = 90^\circ + \operatorname{arctg} \delta \quad (2.11)$$

где $\operatorname{arctg} \delta$ обозначает малое отклонение фазового угла от 90° . С помощью тригонометрических преобразований можно привести это выражение к виду

$$\operatorname{arctg} \delta = -\operatorname{arctg} \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{L\omega}.$$

Подставляя это выражение в (2.11), получаем

$$\operatorname{arctg} \frac{L\omega}{R(1 - \omega^2 LC_p)} = 90^\circ - \operatorname{arctg} \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{L\omega}.$$

В свою очередь это выражение вместе с (2.9б) дает

$$\theta = 90^\circ + \operatorname{arctg} \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{L\omega}.$$

И, наконец, если это выражение вместе с (2.9а) подставить в (2.8), то получим

$$|V_1| = \frac{2A_d}{p} \frac{\omega^2 LC_A R |V_9|}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} \times \cos \left(90^\circ + \operatorname{arctg} \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{L\omega} \right)$$

или, после преобразования аргумента косинуса,

$$|V_1| = \frac{-2A_d}{p} \frac{\omega^2 LC_A R |V_9|}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} \times \sin \left(\operatorname{arctg} \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{L\omega} \right).$$

Для вычисления синуса арктангенса можно использовать рис. 2.8. Тогда получим

$$|V_1| = \frac{-2A_d}{p} \times \frac{\omega^2 LC_A R |V_9|}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} \times \frac{R(1 - \omega^2 LC_p)}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC_p)^2 + L^2 \omega^2}} =$$

$$= \frac{-2A_d}{p} \times \frac{\omega^2 L C_A R^2 (1 - \omega^2 L C_p)}{R^2 (1 - \omega^2 L C_p)^2 + L^2 \omega^2} \times |V_9|.$$

Подставляя сюда ω_0 из (2.10), получим:

$$\begin{aligned} |V_1| &= \frac{-2A_d}{p} \times \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} \left(\frac{C_A}{C_p} \right) R^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}{R^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + L^2 \omega^2} \times |V_9| = \\ &= \frac{-2A_d}{p} \times \frac{\left(\frac{R^2}{L^2 \omega_0^2} \right) \left(\frac{C_A}{C_p} \right) \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2} \right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}{\left(\frac{R^2}{L^2 \omega_0^2} \right)^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \times |V_9|. \end{aligned}$$

Но $R/L\omega_0 = Q$ (добротности), поэтому

$$|V_1| = \frac{-2A_d}{p} \times \frac{\left(\frac{C_A}{C_p} \right) Q^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}{\left[Q \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \right]^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \times |V_9| \quad (2.12)$$

2.3.3.3. Анализ линейности

Уравнение (2.12) верно в той же степени, в какой верна наша модель. Если принять, что $|\omega - \omega_0| \ll \omega_0$ (отклонение от центральной частоты много меньше самой центральной частоты), то в формуле (2.12) можно считать $\omega = \omega_0$, кроме членов вида $1 - \omega^2/\omega_0^2$, которые можно представить как

$$1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} = \frac{(\omega_0 + \omega)(\omega_0 - \omega)}{\omega_0^2} \cong \frac{2\omega_0(\omega_0 - \omega)}{\omega_0^2} = \frac{2(\omega_0 - \omega)}{\omega_0} \equiv \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Пользуясь этим выражением и заменяя ω на ω_0 , преобразуем (2.12) к виду

$$|V_1| = -\frac{2A_d}{\pi} \left(\frac{C_A}{C_p} \right) Q^2 \frac{2\omega_0 \Delta\omega}{4Q^2 (\Delta\omega)^2 + \omega_0^2} |V_9|.$$

Из этого ясно, что если $2Q\Delta\omega \ll \omega_0$, то выражение, описывающее линейную демодуляцию ЧМ сигнала, когда выходное напряжение прямо пропорционально отклонению от центральной частоты, имеет вид

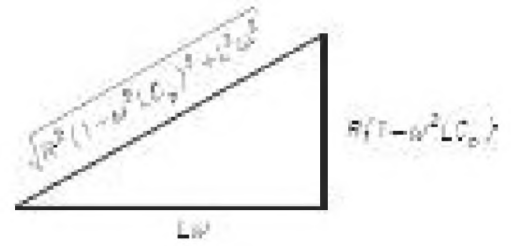


Рис. 2.8. Фазовая диаграмма, показывающая, как можно определить синус арктангенса

$$|V_1| = -\frac{4A_d}{\pi} \left(\frac{C_A}{C_p} \right) Q^2 \frac{\Delta\omega}{\omega_o} |V_9| \quad (2.13)$$

Чтобы определить нелинейность квадратурного детектора, возьмем точное выражение (2.12) для выходного напряжения и вычтем из него линейное приближение (2.13). Полученную разность затем разделим на точное выражение (2.12), чтобы получить относительную погрешность. Введем обозначение $r \equiv \omega/\omega_o = f/f_o$. Тогда $\Delta\omega/\omega = 1 - r$. В зависимости от знака $\Delta\omega$ полученная величина может быть как положительной, так и отрицательной, поэтому возьмем абсолютную величину результата и получим

$$\varepsilon_L = \left| (r-1) \left[\frac{r}{r+1} + 2Q^2 \frac{(1-r^2)}{r^2} \right] \right| \quad (2.14)$$

Из этой формулы следует, что низкая добротность Q способствует хорошей линейности. Добротность может быть снижена подключением резистора параллельно резонансному контуру. Однако улучшение линейности сопровождается уменьшением амплитуды детектированного сигнала, так как, согласно (2.13), эта амплитуда пропорциональна Q^2 . Можно предложить скомпенсировать уменьшение амплитуды увеличением отношения емкостей $C_A/C_p = C_A/(C + C_A)$. Но следует отметить, что это отношение обычно весьма мало (от 0,01 до 0,1). При значительном его увеличении детектор начинает сильно нагружать усилитель ПЧ. Еще одна проблема: при большем отношении емкостей нарушается одно из ключевых предположений, сделанных при этом анализе.

Упражнение 2.3. Какое предположение нарушается, если не выполняется условие $C_A \ll C$?

Согласно спецификации, микросхема ULN2111 при приеме радиовещательного сигнала ЧМ обеспечивает нелинейность до 1,5%.

2.3.4. ЧМ детектор на основе одновибратора

Возможен также такой способ ЧМ детектирования, когда ограниченный сигнал ЧМ используется для запуска одновибратора. Выходной сигнал затем усредняется, чтобы получить напряжение, прямо пропорциональное частоте. Преимущество такой схемы в том, что ей изначально присуща линейность дискриминационной характеристики. Диапазон использования детектора ограничивается только временем восстановления одновибратора и выбором длительности выходного импульса. Недостатками этой схемы являются низкое выходное напряжение и высокие требования к стабильности источника питания, необходимой для того, чтобы выходной сигнал отражал только изменения частоты, но не амплитуды.

Главное требование к любому детектору для приема сигналов ЧМ – линейность изменения выходного напряжения в зависимости от частоты в интервале ± 75 кГц около центральной частоты 10,7 МГц. В табл. 2.1 сведены некоторые наиболее важные характеристики рассмотренных выше детекторов.

Таблица 2.1. Сравнительные характеристики частотных детекторов

Название	Крутизна идеальной характеристики $V(f)$	Нелинейность	Примечания
Детектор отношений	$\left \frac{dv_o}{d\omega} \right = 2V_{in} \left(\frac{M}{L_1} \right) \frac{Q^2}{\omega}$	$\frac{(1+r-2r^2)-2Q^2(1-r^2)^2}{1+r}$ где $r = \omega/\omega_0$	При идеальности диодов и $ V_2 \ll V_1 $
Детектор с ФАПЧ второго порядка	$\left \frac{dv_o}{d\omega} \right = \frac{1}{K_o}$	$\frac{1}{\sqrt{1-\frac{4}{\omega} K_v}} - 1$	K_o – коэффициент усиления ГУН
Квадратурный детектор	$\left \frac{dv_o}{d\omega} \right = \frac{4}{\pi} A_d V_{in} \left(\frac{C_A}{C_A + C} \right) \frac{Q^2}{\omega}$	$\frac{r(r-1)-2Q^2(1-r^2)^2}{r^2(1+r)}$	A_d – коэффициент усиления дифференциального усилителя
Детектор с одновибратором	$\left \frac{dv_o}{d\omega} \right = \frac{V_p t_p}{2\pi}$	Возникает только из-за нестабильности параметров одновибратора	V_p и t_p – амплитуда и длительность импульса

На рис. 2.9 показана типовая дискриминационная характеристика.

2.4. Автоматическая подстройка частоты

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) – это средство поддержания частоты гетеродина в допустимых пределах.

2.4.1. О необходимости автоподстройки частоты

При анализе АМ приемника мы рассматривали станцию в середине диапазона на частоте 1 МГц, что соответствовало частоте гетеродина 1455 кГц. На рис. 2.10 показана идеальная частотная характеристика усилителя ПЧ.

Усилитель с такой частотной характеристикой полностью пропустит все частоты в спектре сигнала принимаемой станции, но не пропустит сигналы любых

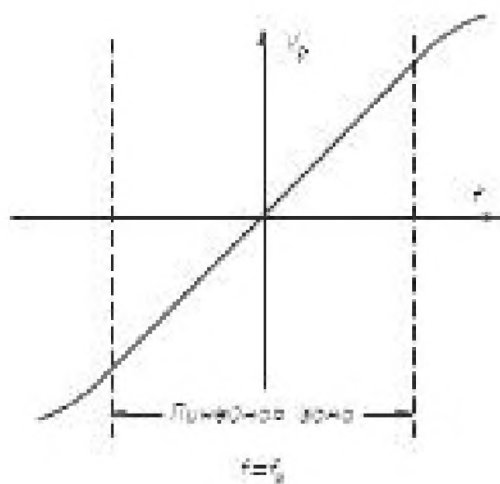


Рис. 2.9. Типовая дискриминационная характеристика

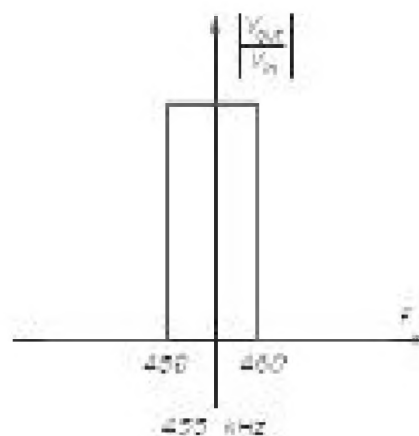


Рис. 2.10. Идеальная частотная характеристика усилителя ПЧ для АМ приемника

других станций, и при этом уровень шумов будет минимальным. (Конечно, реальная характеристика больше похожа на кривую, показанную на рис. 1.4¹.) Посмотрим, что произойдет, если гетеродин будет работать на частоте 1460 кГц вместо 1455 кГц. Центральная частота спектра разностного сигнала на входе УПЧ будет равна 460 кГц. Из рис. 2.10 ясно видно, что если центр спектра сигнала будет расположен на частоте 460 кГц, то половина мощности сигнала будет потеряна. Напомним, что это произойдет, если частота гетеродина будет расстроена на 5 кГц от 1455 кГц, или на $1/291$ часть.

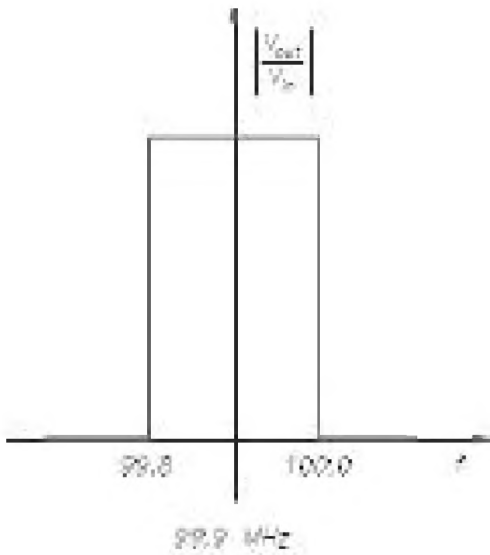


Рис. 2.11. Идеальная частотная характеристика усилителя ПЧ для радиоприемника ЧМ

Аналогичный анализ для радиостанции ЧМ в центре диапазона на частоте 99,9 МГц и для частотной характеристики УПЧ, показанной на рис. 2.11, показывает, что отклонение частоты гетеродина на $1/1106$ часть от номинала приведет к тому, что половина мощности сигнала окажется за пределами полосы пропускания усилителя.

Отсюда следует, что ЧМ приемник примерно в четыре раза более чувствителен к дрейфу частоты гетеродина, чем АМ приемник.

В действительности ситуация еще хуже. Рассмотрим процесс детектирования для АМ и ЧМ приемников, когда гетеродин расстроен на частоту, равную половине ширины полосы пропускания идеального усилителя ПЧ.

Амплитуда несущей АМ сигнала равна 1, а модуляция – синусоидальная с индексом m ($0 \leq m \leq 1$):

$$V_{in}(t) = \cos \omega_c t (1 + m \cos \omega_m t) \quad (2.15)$$

В результате тригонометрических преобразований получим

$$V_{in}(t) = \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t.$$

На рис. 2.12а показано распределение энергии в спектре сигнала АМ, наложенное на идеальную частотную характеристику УПЧ при частоте несущей, равной $\omega_c = 2\pi \times 455$ кГц.

На рис. 2.12б показано то же самое, но для $\omega_c = 2\pi \times 460$ кГц.

Анализ этих рисунков показывает, что сдвиг частоты гетеродина приводит к выпадению верхней боковой полосы сигнала ПЧ за пределы полосы пропускания усилителя ПЧ. Таким образом, сигнал на выходе УПЧ будет иметь вид

$$V_{out}(t) = A \left[\cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t \right] \quad (2.16)$$

¹ На самом деле АЧХ радиоканала приемника АМ отличается от резонансной кривой одиночного контура, как на рис. 1.4. Она имеет уплощенную вершину и более крутые спады, как у многоконтурных полосовых фильтров. – Прим. ред.

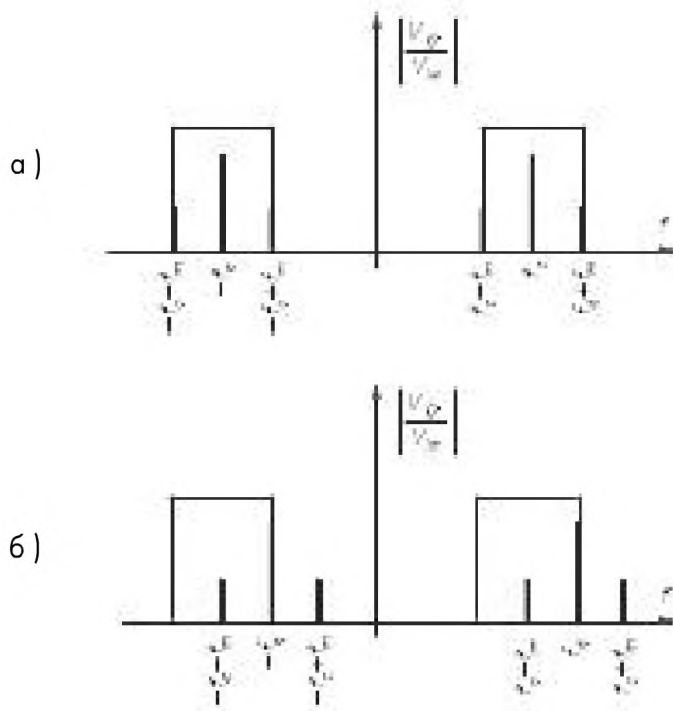


Рис. 2.12. Распределение энергии в спектре сигнала ПЧ, наложенное на идеальную частотную характеристику УПЧ АМ приемника, для случаев: а – сигнал ПЧ расположен правильно, с центром на частоте 455 кГц; б – сигнал ПЧ сдвинут на 5 кГц, и центр его находится на 460 кГц

Определим, какой сигнал получится на выходе детектора огибающей при подаче на него такого сигнала. Ниже приведена методика расчета [4]. Уравнение (2.16) можно переписать в виде

$$V_{\text{out}}(t) = A \left[\cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t + \frac{m}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \right] = \text{Re} [V_{\text{out}}(t) e^{j\omega_c t}] \quad (2.17)$$

где $V_{\text{out}}(t)$ называется комплексной огибающей $v_{\text{out}}(t)$. На основе последнего уравнения можно написать:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) &= \text{Re} \{ [\text{Re} [V_{\text{out}}(t)] + j \text{Im} [V_{\text{out}}(t)]] (\cos \omega_c t + j \sin \omega_c t) \} \\ &= \text{Re} [\text{Re} [V_{\text{out}}(t)] \cos \omega_c t - \text{Im} [V_{\text{out}}(t)] \sin \omega_c t] \\ &\quad + j [\text{Re} [V_{\text{out}}(t)] \sin \omega_c t + \text{Im} [V_{\text{out}}(t)] \cos \omega_c t] \\ &= \text{Re} [V_{\text{out}}(t)] \cos \omega_c t - \text{Im} [V_{\text{out}}(t)] \sin \omega_c t. \end{aligned}$$

Это выражение для $V_{\text{out}}(t)$ можно приравнять выражению в (2.17):

$$\begin{aligned} A \left[\cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t + \frac{m}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \right] &= \\ = \text{Re} [V_{\text{out}}(t)] \cos \omega_c t - \text{Im} [V_{\text{out}}(t)] \sin \omega_c t. \end{aligned}$$

Приравнивание коэффициентов при $\sin \omega_c t$ и $\cos \omega_c t$ дает

$$A \left[1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t \right] = \operatorname{Re} [\tilde{V}_{\text{out}}(t)], \quad \frac{Am}{2} \sin \omega_m t = -\operatorname{Im} [\tilde{V}_{\text{out}}(t)],$$

из которых получаем

$$\tilde{V}_{\text{out}}(t) = A \left[1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t \right] - j \frac{Am}{2} \sin \omega_m t.$$

Тогда зависящая от времени огибающая $a(t)$ определяется как амплитуда комплексной огибающей:

$$\begin{aligned} a(t) = |\tilde{V}_{\text{out}}(t)| &= \left[A^2 \left(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t \right)^2 + \frac{A^2 m^2}{4} \sin^2 \omega_m t \right]^{1/2} = \\ &= A \left[1 + m \cos \omega_m t + \frac{m^2}{4} \cos^2 \omega_m t + \frac{m^2}{4} \sin^2 \omega_m t \right] = \\ &= A \sqrt{1 + \frac{m^2}{4} + m \cos \omega_m t} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Очевидно, что эта функция не пропорциональна модулирующему сигналу $\cos \omega_m t$. Однако для малых m можно аппроксимировать (2.18), используя два первых члена его биномиального разложения, и получить выражение:

$$a(t) = A \sqrt{1 + (m^2/4)} + \frac{Am \cos \omega_m t}{2\sqrt{1 + (m^2/4)}}, \quad (2.19)$$

состоящее из постоянной составляющей и полезного сигнала. На рис. 2.13 показаны кривая огибающей, построенная по формуле (2.18), и кривая полезного сигнала, построенная по формуле (2.19) при $m = 1$. Это, конечно, наихудший случай. При меньших значениях m соответствие улучшается.

Аналогична методика для ЧМ сигнала. Для случая, когда амплитуда несущей равна 1, а модуляция синусоидальная, можно записать:

$$V_{\text{in}}(t) = \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] \quad (2.20)$$

Запишем это выражение в виде суммы отдельных частотных составляющих:

$$V_{\text{in}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.21)$$

Таким образом, для точной передачи этого сигнала теоретически потребовалась бы бесконечно широкая полоса частот. На практике допустимо малый уровень искажений может быть достигнут при использовании ограниченной полосы частот.

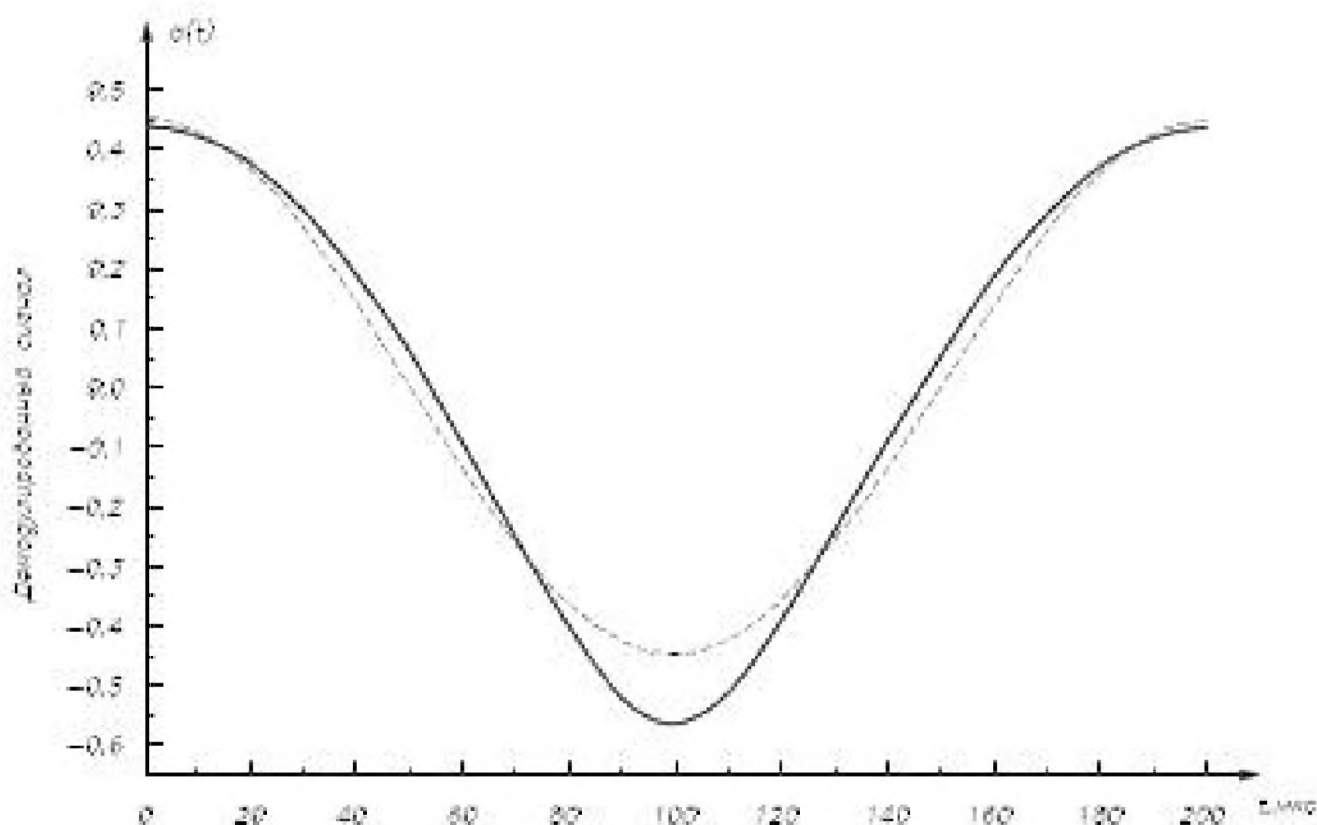


Рис. 2.13. Зависимость от времени демодулированного сигнала АМ приемника для частоты модулирующего сигнала, равной 5 кГц. Сплошная линия: спектр сигнала смещен относительно центра полосы пропускания УПЧ на 5 кГц. Штриховая линия: спектр сигнала расположен по центру полосы пропускания¹.

¹ По существу, автор здесь затронул важный вопрос об однополосной передаче (или приеме) АМ сигнала с неподавленной несущей. Этой же теме посвящены работы отечественных авторов Момота и Тетельбаума (30-е годы), Кана из США (50-е годы) и др. Певцов еще в 1938 году на обширном статистическом материале доказал, что радиослушатели в подавляющем большинстве предпочитают как раз «боковую» настройку АМ приемника на частоту двухполосной (обычной) АМ радиостанции – при этом расширяется спектр воспроизводимых звуковых частот. Показано, что искажения при ослаблении одной из боковых полос не слишком велики, проявляются лишь при максимально глубокой модуляции и носят «гладкий» характер, то есть слабо воспринимаются на слух. Применение в приемнике квадратичного амплитудного детектора (а любой детектор при малых сигналах, например в транзисторных приемниках, квадратичен) также уменьшает искажения. Синхронным детектором однополосный АМ сигнал демодулируется без искажений. В то же время при однополосном вещании вдвое сужается спектр частот, занимаемых станцией, и полоса пропускания приемника, что весьма благоприятно при перегруженности диапазонов ДСКВ. Исключение одной боковой полосы значительно уменьшает селективные фединги на СВ и КВ, а также повышает эффективность передатчиков. Внедрение однополосного вещания тормозится лишь огромным парком АМ радиоприемников с архаичными диодными детекторами. Тем не менее уже ведутся экспериментальные передачи, разработаны и выпускаются приемники с синхронными детекторами и имеется рекомендация МККР о полном переходе на однополосное вещание к 2014 году. – *Прим. ред.*

Согласно формуле Карсона (Carson), минимально необходимая полоса частот составляет $f_m(\beta + 1)$ с каждой стороны от несущей. Поэтому можно записать входной сигнал в виде

$$V_{in}(t) \cong \sum_{n=-(\beta+1)}^{\beta+1} j_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.22)$$

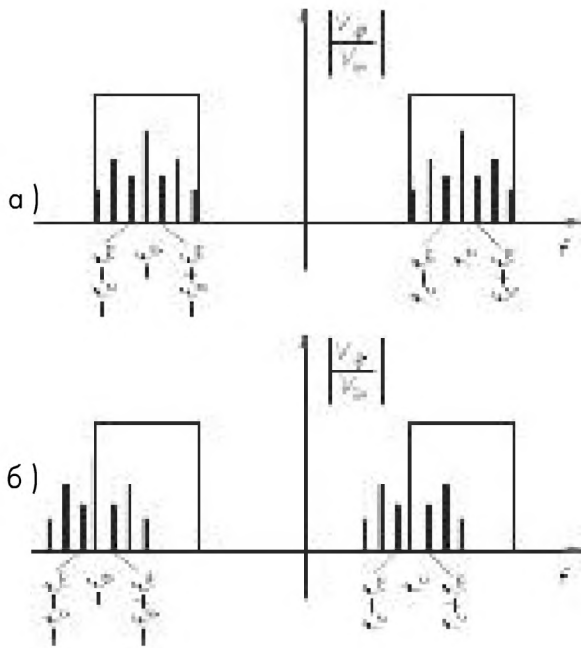


Рис. 2.14. Распределение энергии в спектре сигнала ПЧ ЧМ приемника, наложенное на идеальную частотную характеристику усилителя ПЧ, для случаев: а – сигнал ПЧ расположен правильно, с центром на частоте 10,7 МГц и б – сигнал ПЧ сдвинут на 100 кГц и его частота составляет 10,6 МГц

На рис. 2.14а и 2.14б показано распределение энергии в спектре сигнала, наложенное на частотную характеристику УПЧ ЧМ приемника для случаев, когда гетеродин настроен правильно и его частота ниже правильной настройки на половину ширины полосы УПЧ, то есть на 100 кГц.

Выходной сигнал УПЧ записывается в виде

$$V_{out}(t) = A \sum_{n=0}^{\beta+1} j_n(\beta) \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (2.23)$$

Представим детектор ЧМ в виде идеального дифференцирующего устройства, за которым следует детектор огибающей. Допустим, передаточная функция дифференцирующего устройства имеет вид:

$$V_{od} = K \frac{dV_{id}}{dt}.$$

Заметим, что входным напряжением дифференцирующего устройства является выходное напряжение УПЧ: $V_{id} = V_{out}$. Следовательно

$$V_{od} = -KA \sum_{n=0}^{\beta+1} j_n(\beta) \times (\omega_c + n\omega_m) \sin(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.24)$$

Это именно тот сигнал, огибающую которого нужно найти. Обозначим

$$\sum V_{od}(t) = \text{Re}[\tilde{V}_{od}(t) \times e^{j\omega_c t}].$$

По аналогии с результатом для случая АМ:

$$V_{od}(t) = \text{Re}[V_{od}(t)] \cos \omega_c t - \text{Im}[V_{od}(t)] \sin \omega_c t \quad (2.25)$$

После тригонометрических преобразований выражения (2.24) получаем

$$\begin{aligned}
V_{od}(t) &= -KA \sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \times \\
&\times [\sin \omega_c t \cdot \cos n\omega_m t + \cos \omega_c t \sin n\omega_m t] = \\
&= - \left[KA \sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \cos n\omega_m t \right] \sin \omega_c t - \\
&- \left[KA \sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \sin n\omega_m t \right] \cos \omega_c t
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Приравняв коэффициенты при $\sin \omega_c t$ и $\cos \omega_c t$, получим

$$\operatorname{Re}[V_{od}(t)] = -KA \sum_{n=0}^{\beta+1} j_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \sin n\omega_m t$$

и

$$\operatorname{Im}[V_{od}(t)] = KA \sum_{n=0}^{\beta+1} j_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \cos n\omega_m t,$$

откуда

$$V_{od}(t) = -KA \sum_{n=0}^{\beta+1} j_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) [\sin n\omega_m t - j \cos n\omega_m t]$$

и

$$\begin{aligned}
a(t) &= |V_{od}| = \left\{ K^2 A^2 \left[\sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \sin n\omega_m t \right]^2 + \right. \\
&+ \left. K^2 A^2 \left[\sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \cos n\omega_m t \right]^2 \right\}^{1/2} = \\
&= KA \left\{ \left[\sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \sin n\omega_m t \right]^2 + \right. \\
&+ \left. \left[\sum_{n=0}^{\beta+1} J_n(\beta) (\omega_c + n\omega_m) \cos n\omega_m t \right]^2 \right\}^{1/2}
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Частота сигнала 5 кГц и значение параметра β , равное 15, при частотной модуляции соответствуют девиации частоты 75 кГц. На рис. 2.15 построена зависимость $a(t)$, рассчитанная по формуле (2.27) для $\beta = 15$. Очевидно, что эта кривая мало похожа на график косинуса, который хотелось бы получить в идеале.

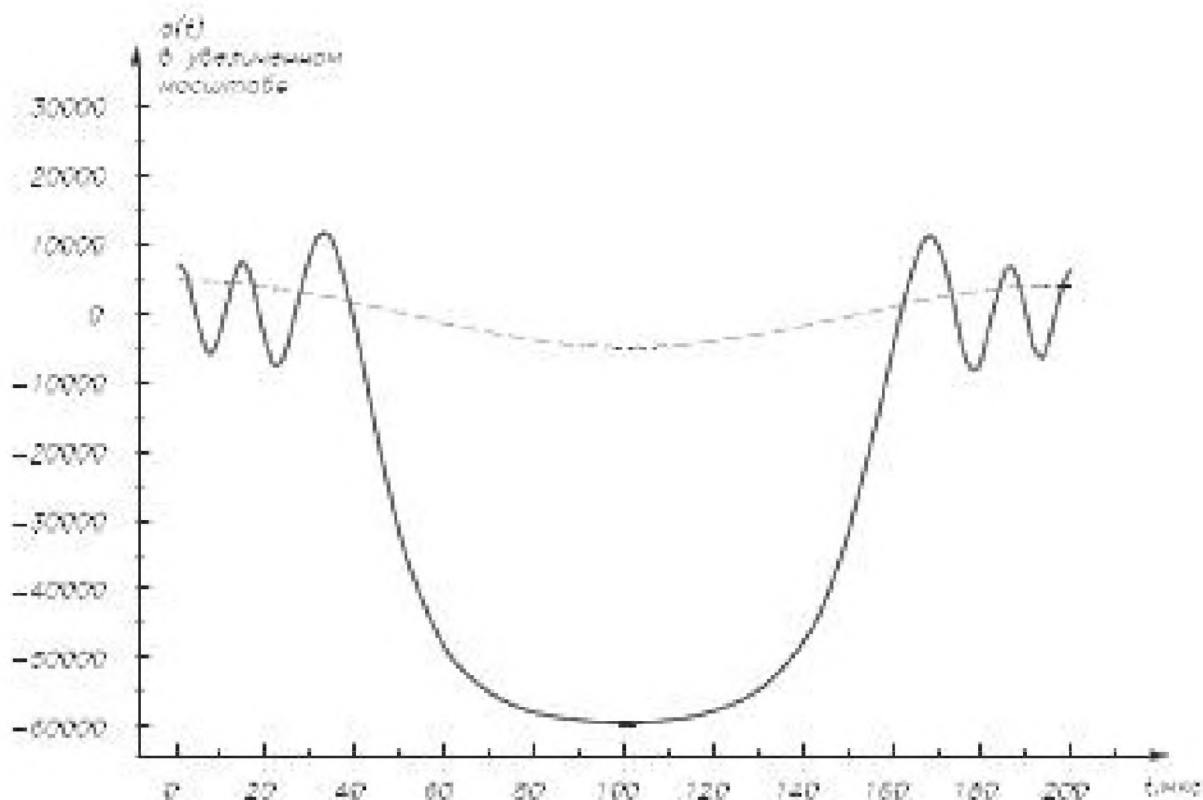


Рис. 2.15. Зависимость от времени демодулированного сигнала ЧМ приемника для частоты модулирующего сигнала, равной 5 кГц. Сплошная линия: спектр сигнала сдвинут на 100 кГц от центра полосы пропускания УПЧ. Штриховая линия: спектр сигнала центрирован относительно полосы пропускания УПЧ (масштаб 10:1).

Из всего этого можно сделать вывод, что одинаковый (в долях ширины полосы УПЧ) уход частоты гетеродина в АМ и ЧМ приемниках по-разному ухудшает детектированный сигнал, потому что ЧМ приемник более чувствителен к ослаблению боковых частотных полос. Зависимость, аналогичная показанной на рис. 2.15, была рассчитана также для $\beta = 1$, и полученный результат качественно оказался таким же.

2.4.2. Реализация автоподстройки частоты

Как показано на рис. 2.9, всякий работоспособный детектор ЧМ обладает линейной дискриминационной характеристикой. Он настраивается таким образом, чтобы промежуточная частота f_0 находилась в центре линейного участка характеристики. При правильной настройке гетеродина сигнал ПЧ будет располагаться на частоте f_0 . Если частота гетеродина слишком высока, то сигнал ПЧ будет располагаться выше f_0 , как и среднее выходное напряжение. И наоборот, более низкая частота гетеродина будет соответствовать пониженному выходному напряжению. Среднее выходное напряжение — это постоянная составляющая выходного сигнала. Таким образом, она может быть применена для настройки частоты гетеродина с помощью конденсатора, управляемого напряжением (варикапа). Он представляет собой смещенный в обратном направлении диод, специально разработанный для использования зависимости его емкости от напряжения. Так как гетеродин ЧМ приемника работает на частотах порядка 100 МГц, требуется лишь

небольшое изменение емкости для подстройки, и варикап вполне справляется со этой задачей.

2.5. Частотная коррекция предискажений

Американский стандарт на радиовещание в диапазоне ЧМ требует введения в передаваемую программу частотных предискажений с постоянной времени 75-мкс до РЧ модуляции при передаче и их компенсации в приемниках. Компенсация – коррекция предискажений в приемнике – осуществляется путем введения на пути распространения сигнала звуковой частоты корректирующей цепочки с граничной частотой:

$$\omega_p = 1/75 \text{ мкс} = 13333 \text{ рад/с} \Rightarrow 2122 \text{ Гц.}$$

Таким образом, эта корректирующая цепочка будет вносить ослабление на частотах выше 2100 Гц. При этом точно компенсируется подъем этих частот в передатчике. Высокие частоты поднимаются перед передачей, чтобы повысить отношение сигнал/шум. После прохода принятого сигнала через корректирующую цепочку в сигнале восстанавливается правильный уровень высоких частот, а шумы при этом ослабляются. Такой принцип предварительного повышения уровня сигнала, а затем ослабления его вместе с шумами является основой почти всех методов подавления шумов в звуковой технике, а также некоторых методов в видеотехнике. В главе 5 будет рассмотрен метод подавления шумов Долби В (Dolby В), относящийся к этой группе.

Предискажения, сопровождаемые последующей коррекцией – пример общего принципа коррекции частотных характеристик, который будет рассмотрен в главе 4.

2.6. Стереовещание в диапазоне ЧМ

Большая часть ЧМ приемников в настоящее время обеспечивают возможность приема стереофонических передач. Рассмотрим, как создается на радиостанции и обрабатывается приемником стереофонический сигнал.

2.6.1. Совместимый стереофонический сигнал

До того как стереофонические передачи в диапазоне ЧМ были официально санкционированы Федеральной комиссией по связи, было установлено ограничение: слушатели, имеющие ЧМ приемники моно, не должны «ничего потерять» при приеме передач стерео. Это ограничение трансформировалось в требование: обычный приемник моно должен принимать сигнал, являющийся суммой сигналов двух стереоканалов. Эти сигналы обозначаются $L(t)$ и $R(t)$, что соответствует левому (left) и правому (right) каналам. В большинстве случаев обозначения сокращаются до L и R с подразумеваемой зависимостью от времени.

Необходимо передать еще один сигнал, который можно было бы объединить с сигналом $L + R$ после детектирования до подачи на усилители НЧ. В качестве

такого сигнала был выбран сигнал $L - R$. Если сложить $L + R$ и $L - R$, то получится $2L$. При вычитании $(L + R) - (L - R)$ получится $2R$. Так происходит симметричное декодирование сигналов стереоканалов. Осталось только решить, как передать сигнал $L - R$ на той же несущей, что и $L + R$, без увеличения ширины полосы. Как уже отмечалось, Федеральная комиссия по связи определила допустимую девиацию частоты ± 75 кГц около отведенной несущей частоты.

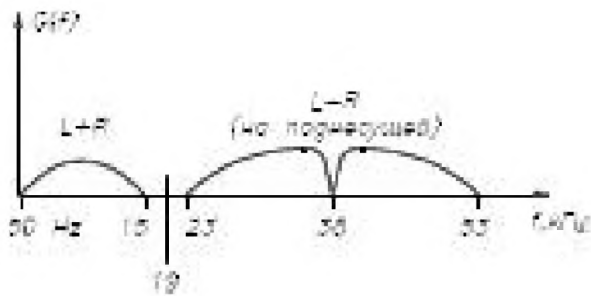


Рис. 2.16. Распределение энергии в спектре полного модулирующего сигнала радиостанции, передающей стереофонический сигнал в формате FM Multiplex stereo

В принятой системе балансный АМ модулятор кодирует сигнал $L - R$ в виде сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей (DSB-SC) с центром на 38 кГц. Этот процесс представляет собой один из видов частотного мультиплексирования, поэтому такая система называется FM Multiplex (MX) stereo¹. Распределение энергии в спектре обоих сигналов представлено на рис. 2.16.

Этот сигнал, все составляющие которого участвуют в модуляции по частоте несущей, называется полным модулирующим сигналом (Baseband)². На рис. 2.16 показана также составляющая на частоте 19 кГц, называемая

пилот-тоном. Назначение *пилот-тона* будет кратко рассмотрено ниже. В виде «бугров» на спектральной кривой представлен возможный вариант спектра передаваемой программы. Если бы сигналы L и R были простыми синусоидами, то спектр полного модулирующего сигнала состоял бы из шести дискретных частотных составляющих и пилот-сигнала.

Упражнение 2.4. Изобразите распределение энергии в спектре полного модулирующего сигнала для случая $R = \sin \omega_1 t$ и $L = \sin \omega_2 t$ ($\omega_2 > \omega_1$). Обозначьте все частоты.

Для ЧМ сигнала девиация частоты является функцией амплитуды модулирующего сигнала. Когда модулирующий сигнал включает в себя сигнал $L - R$ с двумя боковыми полосами и подавленной несущей, то может оказаться необходимым уменьшить амплитуду сигнала $L + R$, чтобы освободить место для сигнала $L - R$. Но можно показать [11], что на практике это уменьшение невелико. Присутствие пилот-тона также требует некоторого уменьшения основного сигнала. Поэтому

¹ Автор рассматривает, естественно, только систему стереовещания с пилот-тоном, принятую в США. Отечественная система стереовещания с полярной модуляцией существенно отличается, хотя также совместима с монофоническими приемниками. У нас при образовании комплексного стереосигнала используется АМ поднесущей 31,25 кГц сигналом $L - R$, затем поднесущая ослабляется на 12 дБ режекторным контуром с добротностью 100. Девиация частоты и постоянная времени предискажений в нашей системе составляют 50 кГц и 50 мкс соответственно. Если монофонические приемники еще могут работать в обеих системах, то стереодекодеры совершенно несовместимы. — Прим. ред.

² У нас он называется комплексным стереосигналом, и далее используется и этот термин. — Прим. ред.

уровень пилот-тона устанавливается около 10% от основного, что в случае стереопередачи требует уменьшения сигнала на 1 дБ.

2.6.2. Схема декодирования стереосигнала

В ЧМ приемнике стереосигнал проходит путь от антенны до детектора включительно точно так же, как и монофонический сигнал. Однако в отличие от моно в приемнике ЧМ стерео отсутствует цепь частотной коррекции на выходе детектора, чтобы не шунтировать высшие частотные составляющие модулирующего сигнала, несущие сигнал $L - R$. Цепи частотной коррекции для каждого канала расположены между декодерами L и R сигналов и соответствующими усилителями НЧ.

Получив восстановленный ЧМ детектором комплексный стереосигнал, можно заняться его обработкой с целью извлечь из него L и R составляющие. Используемый для этого метод показан на рис. 2.17.

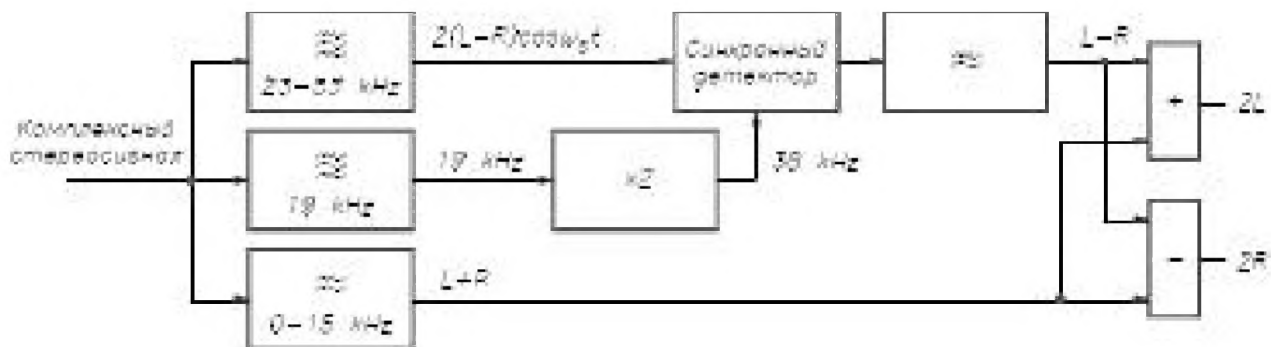


Рис. 2.17. Блок-схема одного из ранних вариантов декодера FM Multiplex stereo

Объяснение работы стереодекодера вытекает из построения самой блок-схемы. Синхронный детектор выступает в роли демодулятора сигнала $L - R$ с двумя боковыми полосами и подавленной несущей. Для работы синхронного демодулятора требуется, чтобы используемый в нем опорный сигнал имел точно такую же фазу и частоту, как несущая, при помощи которой генерируется модулированный сигнал. Именно этим объясняется необходимость передачи пилот-тона на частоте 19 кГц. Для получения несущей частоты 38 кГц из пилот-тона 19 кГц как в передающей студии, так и в радиоприемнике используется удвоение частоты.

Может возникнуть вопрос: почему бы не использовать пилот-сигнал на частоте 38 кГц, исключив таким образом удвоитель частоты? Ответ состоит в том, что было бы очень трудно извлечь его из закодированного сигнала $L - R$, компоненты которого могут располагаться очень близко (до 50 Гц) по обе стороны от несущей, расположенной на частоте 38 кГц.

Упражнение 2.5. Если синхронный детектор идеальный, то теоретически нет необходимости в использовании полосового фильтра 23–53 кГц. Чтобы показать это, обратитесь к рис. 2.17 и нарисуйте распределение энергии в спектре выходного сигнала синхронного детектора, если на его входы поступают несущая на частоте 38 кГц и комплексный стереосигнал с детектора ЧМ. Обозначьте все частоты.

2.6.3. Декодирование стереосигнала с использованием системы ФАПЧ

Ранние варианты стереодекодеров FM Multiplex stereo были дорогими и сложными, потому что вся фильтрация в них осуществлялась критичными к настройке пассивными фильтрами. С развитием линейных ИС появилась интегрированная микросхема фазовой автоподстройки, значительно упростившая задачу фильтрации и решившая проблему с полосой пропускания. Блок-схема системы ФАПЧ, синхронизируемой пилот-тоном 19 кГц с помощью собственного генератора, управляемого напряжением (ГУН), и формирующей требуемую несущую частоту 38 кГц, показана на рис. 2.18.

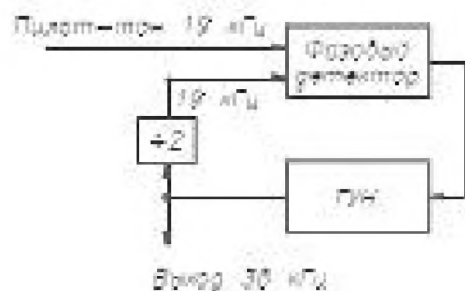


Рис. 2.18. Блок-схема системы ФАПЧ с восстановлением несущей частоты 38 кГц декодера FM Multiplex stereo

Потребительский рынок огромен, поэтому за системами ФАПЧ общего назначения последовали специализированные ИС, включающие в себя почти все необходимое для реализации приемника ЧМ стерео на одной ИС. Хорошим примером тому служит ИС LM1800. На рис. 2.19 показана ее блок-схема вместе с необходимыми внешними элементами.

По мере повышения уровня интеграции системы такого рода встраивались в более крупные ИС в качестве блоков.

Некоторые принципы работы декодера АМ стерео, рассмотренные в главе 1, используются и здесь, хотя в диапазоне ЧМ применяется совершенно иной метод кодирования стереосигнала. Переменная составляющая комплексного стереосигнала поступает на вход следящего усилителя со стандартным входным сопротивлением 45 кОм. Это исключает перегрузку ЧМ детектора. Выходной сигнал усилителя на выводе 2 шунтируется на землю конденсатором 0,0027 мкФ с целью отфильтровать все, что лежит выше диапазона стереочастот. Этот отфильтрованный сигнал подается на один из входов квадратурного детектора, являющегося частью петли ФАПЧ. На другой вход детектора поступает сигнал ГУН после деления частоты на четыре. Единственной всегда присутствующей составляющей в комплексном стереосигнале при стереопередаче является пилот-тон на частоте 19 кГц. Именно с этим сигналом и синхронизируется система ФАПЧ. Частота свободной генерации ГУН 76 кГц устанавливается вчетверо больше частоты пилот-тона с помощью элементов, подключенных к выводу 15, чем обеспечивается максимально возможная ширина зоны захвата радиосигнала ЧМ¹. Частота генерации ГУН выбрана равной не 38, а 76 кГц, потому что в этом случае частота 38 кГц получается путем деления на два, что с высокой точностью обеспечивает скважность 50%. А это важно, потому что асимметрия колебаний приводит к ухудшению разделения стереоканалов.

¹ Здесь, по-видимому, требуется, чтобы уход частоты ГУН под действием всех возможных дестабилизирующих факторов был меньше, чем половина ширины полосы захвата. При выполнении этого захват произойдет обязательно. Ширина же полосы захвата зависит от параметров петли ФАПЧ. – *Прим. ред.*

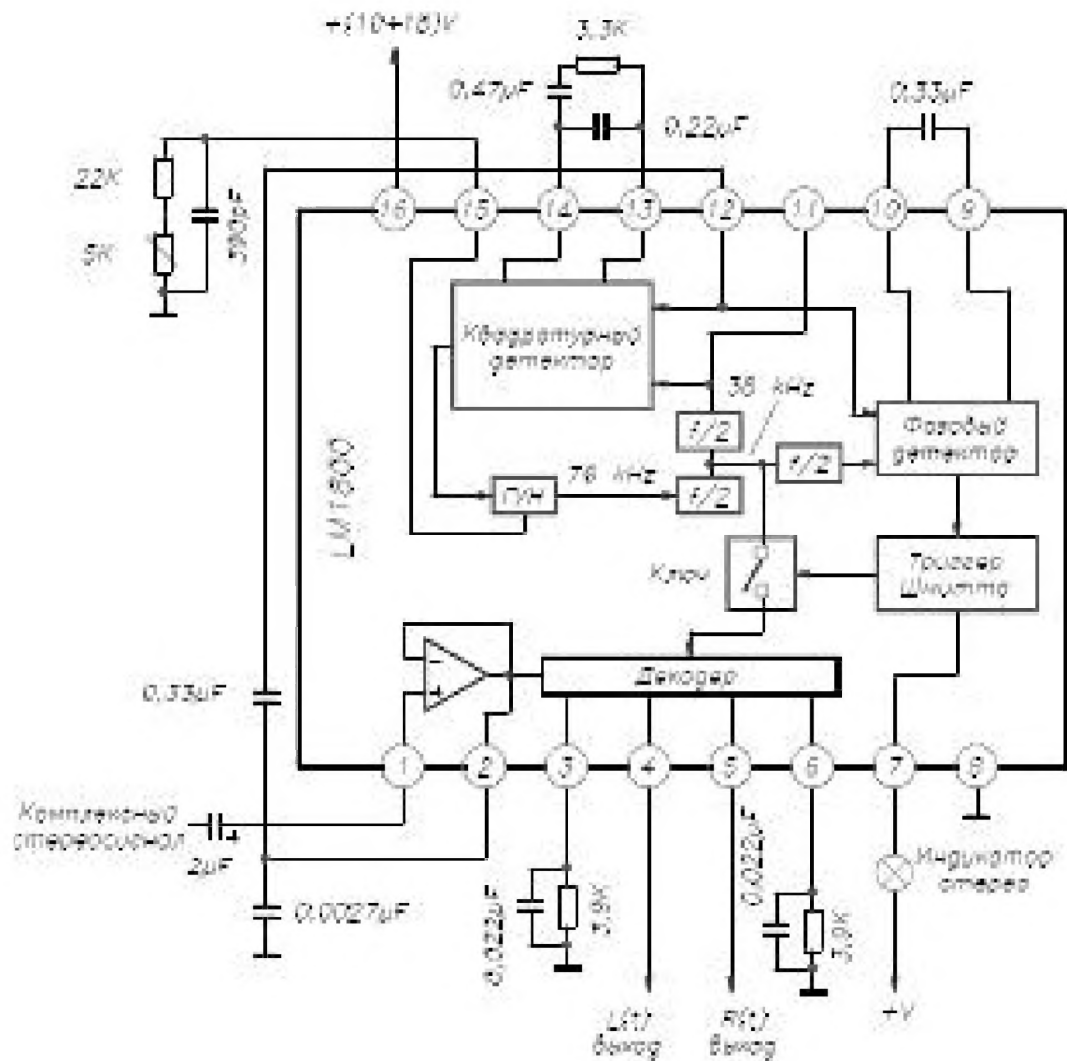


Рис. 2.19. Блок-схема декодера LM1800 системы FM Multiplex stereo

Обычная петля ФАПЧ входит в режим захвата, когда сигнал от ГУН и внешний сигнал сдвинуты по фазе на 90° , то есть находятся «в квадратуре». Поэтому детектор петли называется квадратурным фазовым детектором. Его выходной сигнал проходит через фильтр петли, подсоединенный к выводам 13 и 14.

Если сигнал слишком слаб или отсутствует, он не должен обрабатываться как стереосигнал, поскольку в данном случае его составляющая сильно зашумлена. В этих условиях процесс декодирования должен автоматически отключиться. При ослаблении стереосигнала уменьшается также и пилот-тон, поэтому его амплитуда может быть использована в качестве индикатора уровня сигнала. Однако пилот-тон представляет собой лишь малую часть комплексного стереосигнала. Как определить амплитуду именно пилот-тона? Вероятно, наиболее подходящим способом является использование еще одного фазового детектора, на входы которого подаются сигналы ГУН на частоте 19 кГц и комплексный, и системы ФАПЧ обеспечивающей точное совпадение частот этих сигналов. Таким образом, разностная частотная составляющая на выходе фазового детектора будет представлять собой постоянный ток, который легко выделяется фильтром нижних частот (конденсатор $0,33 \text{ мкФ}$ между выводами 9 и 10). Вместо использования квадратурного детектора добавлен отдельный фазовый, потому что последний рассчитан на работу в режиме ограничения, и его выходной сигнал (управляющее напряжение

для ГУН) зависит только от фазы, а не от амплитуды пилот-сигнала¹. Детектор, обозначенный на схеме как фазовый, не работает в режиме ограничения. Поэтому постоянное напряжение на его выходе будет линейно изменяться в соответствии с амплитудой пилот-тона. Сигнал ГУН поступает на квадратурный и фазовый детекторы через разные каскады деления частоты на два. Выходные сигналы этих каскадов сдвинуты по фазе на 90° . Это означает, что когда петля ФАПЧ находится в синхронизме, фазовый сдвиг между сигналами на входах фазового детектора будет равен 0.

Постоянный выходной сигнал от фазового детектора поступает на триггер Шмитта, порог срабатывания которого установлен таким образом, что он переключается, как только амплитуда пилот-сигнала становится недопустимо малой. При достаточной амплитуде пилот-сигнала триггер Шмитта не только разрешает работу синхронного детектора, но и включает лампочку индикатора стерео, ток через которую может достигать 100 мА.

При наличии разрешающего сигнала синхронный детектор декодирует сигнал путем перемножения комплексного стереосигнала и восстановленной несущей 38 кГц. Этот сигнал и полученный из комплексного стерео смешиваются в так называемой матрице. Получаемые в результате суммарный и разностный сигналы представляют собой сигналы стереоканалов. Выводы 3 и 6 предназначены для подключения цепей частотной коррекции (75 мкс) для двух каналов. Ни один из методов декодирования ЧМ стерео не может сравниться с методом ФАПЧ по простоте, экономичности, стабильности и качеству работы. Каждый из ведущих производителей аналоговых микросхем выпустил хотя бы одну ИС такого типа.

2.7. Анализ работы ЧМ приемника

В высококачественных звуковоспроизводящих системах всегда отдавалось предпочтение частотной модуляции по причине ее малой восприимчивости к помехам и широкой полосы пропускания. В них прием программ ЧМ обеспечивается тюнером – приемником без выходных каскадов НЧ или с одним каскадом предварительного усиления НЧ. Звуковой сигнал низкого уровня подается на усилитель мощности музыкального центра, благодаря чему улучшается качество звука. Тюнеры вполне можно называть и приемниками.

Поэтому в качестве ЧМ приемника для удобства рассмотрения выбран старый стереотюнер Скотта (Н. Н. Scott), имеющий модульную конструкцию. Он состоит из четырех модулей:

¹ Объяснение не вполне корректно: постоянная составляющая на выходе фазового детектора просто равна 0, если сигналы на его входах квадратурны, и не может характеризовать амплитуду входного сигнала. Ограничение здесь ни при чем. Иная картина получается при синфазных сигналах на входах фазового детектора: уровень постоянной составляющей на выходе прямо пропорционален амплитуде входного сигнала, то есть здесь получается синхронное детектирование. Опорные сигналы на синфазный и квадратурный фазовые детекторы подаются от разных делителей частоты (см. ниже) для того, чтобы обеспечить их 90° -градусный фазовый сдвиг. С этой целью на входы делителей подаются противофазные сигналы частотой 38 кГц. – *Прим. ред.*

- входной, включающий в себя усилитель ВЧ и преобразователь частоты;
- усилитель ПЧ и детектор;
- стереодекодер, который не будет анализироваться, потому что для обработки компонентов комплексного стереосигнала в нем используется несовершенная по современным понятиям методика пассивной фильтрации;
- схема бесшумной настройки, которая также не будет детально рассматриваться, поскольку ее работа зависит от схемы на плате МХ.

Следует, однако, познакомиться с назначением и общим принципом работы системы бесшумной настройки: когда ЧМ приемник настроен между станциями, слышен довольно громкий шум. Задача состоит в том, чтобы отсекают этот шум, выключая выходные каскады приемника. Система делает это, усиливая сигнал шума и используя постоянную составляющую выходного сигнала усилителя для включения или выключения схемы подавления шума. Данная система почти повсеместно применяется в гражданской связи, ее используют полиция, пожарные, такси.

Схема входного модуля показана на рис. 2.20.

Антенна, обычно используемая с ЧМ и телевизионными (ТВ) приемниками, представляет собой диполь, имеющий два элемента, симметрично расположенные над землей. Чтобы подать сигнал от такой антенны на усилитель с одним входом, необходимо предпринять некоторые меры, чтобы разбалансировать ее, не закорачивая и не искажая сигнал. В данном приемнике это сделано путем включения антенны между общей шиной (GND) и одним из выводов настроенной катушки L201, имеющей два отвода¹. Действуя как автотрансформатор, эта катушка повышает волновое сопротивление антенны и ленточного кабеля с коэффициентом, равным квадрату отношения числа витков. Таким образом, низкое волновое сопротивление антенны приводится к входному контуру в виде параллельно подключенного сопротивления большей величины. С другого отвода катушки сигнал подается на транзисторы Q201 и Q202, которые вместе образуют усилитель ВЧ. Контур настройки совершенно аналогичен входному колебательному контуру АМ приемника, рассмотренного в предыдущей главе. В контуре имеются три конденсатора. Это одна из секций главного конденсатора настройки с триммером подстройки и конденсатор температурной компенсации.

2.7.1. Усилитель радиочастоты

Когда планировался анализ этого каскада по переменному току, он представлялся намного сложнее, чем это оказалось в действительности. Упрощение произошло потому, что многие конденсаторы предстали в качестве перемычек по переменному току. В частности, конденсатор C205 является частью петли обратной связи. Он установлен для того, чтобы по переменному току замкнуть накоротко

¹ Вход приемника рассчитан на согласование с дешевым 300-омным симметричным ленточным фидером. Безусловно, это недостаток приемника, поскольку возможен антенный эффект фидера. С появлением высокочастотных ферритовых сердечников для симметрирования и согласования стали использовать миниатюрные трансформаторы. – *Прим. ред.*

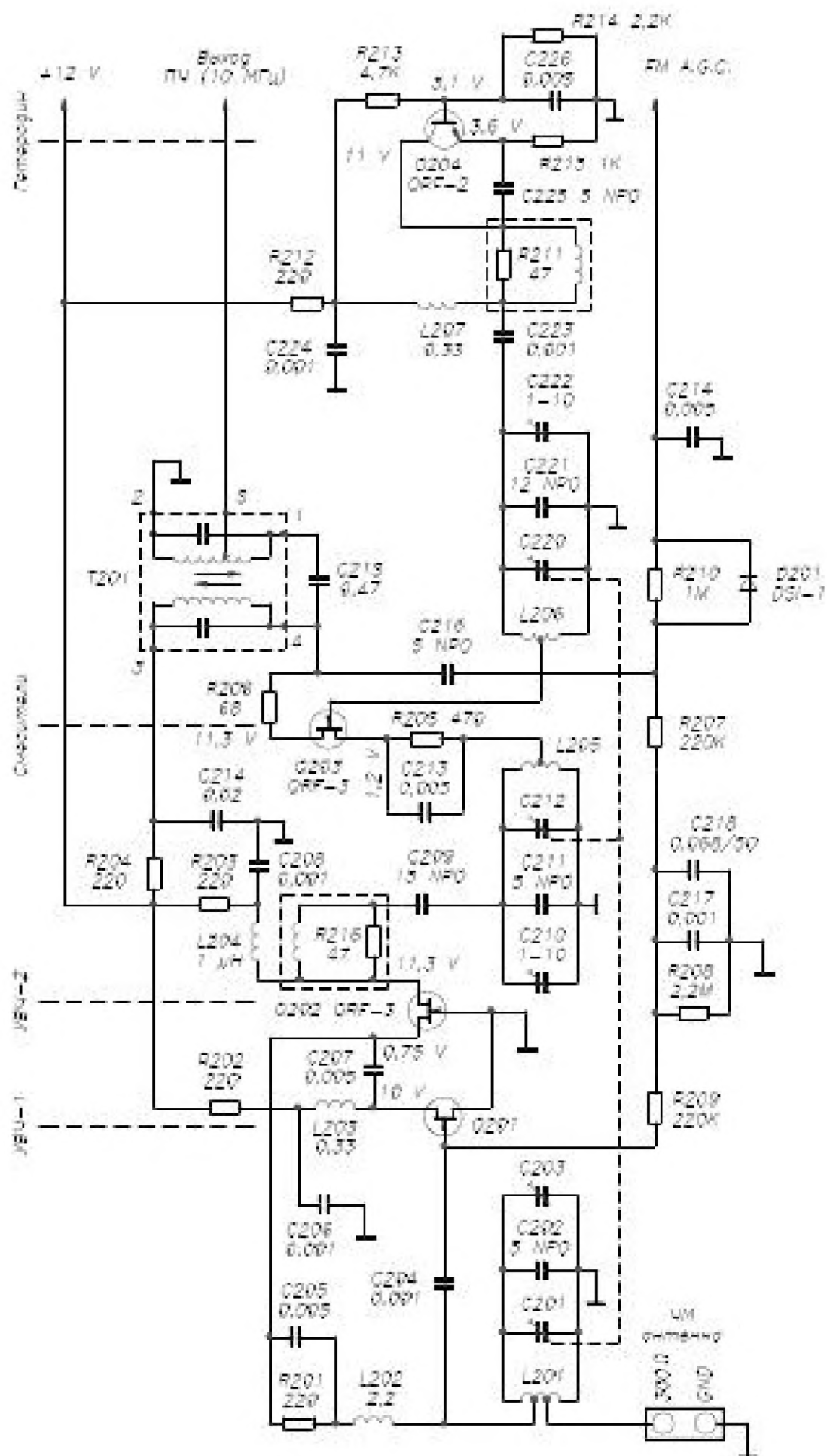


Рис. 2.20. Схема входного модуля ЧМ тюнера Скотта

резистор R201, через который протекает ток транзистора Q202. Конденсатор C204 – блокировочный, не позволяющий напряжению АРУ замыкаться на общий провод через катушку L201. Конденсатор C206 и резистор R202 образуют цепь развязки, необходимость которой определяется недостаточно низким выходным сопротивлением источника питания по переменному току. Обычно на шине питания присутствует переменное напряжение порядка 1 мВ или меньше. Если бы такое напряжение попало на вход каскада, усиливающего сигнал от 2 до 60 мкВ, то это имело бы очень серьезные последствия – от генерации до искажений модуляции. Поэтому цепи развязки широко используются в каскадах, работающих с сигналами низкого уровня. Фактически они образуют особый класс низкочастотных фильтров, в которых конденсатор создает локальную перемычку по переменному току для каждого каскада. Конденсатор C208 также образует перемычку по переменному току, обеспечивая совместно с резистором R203 развязку цепи питания стока транзистора Q202. Конденсатор C207 действует как перемычка по переменному току для связи транзисторов Q201 и Q202.

Для большей части индуктивностей на схеме после численных значений отсутствуют обозначения единиц измерения, кроме индуктивности L204 – 1 мкГн. Поэтому разумно предположить, что другие значения индуктивностей даны в тех же единицах, что подтверждается анализом схемы.

Если все внешние конденсаторы рассматриваются как перемычки для переменного тока, то эквивалентная схема упрощается (рис. 2.21).

Из схемы видно, что второй каскад построен по схеме с общим затвором, а первый – с общим истоком. Если каскад с общим истоком управляет каскадом с общим затвором, то их называют каскодной парой полевых транзисторов. Применение каскодной пары является разумным конструкторским решением для УВЧ ЧМ приемника. Однако возникает

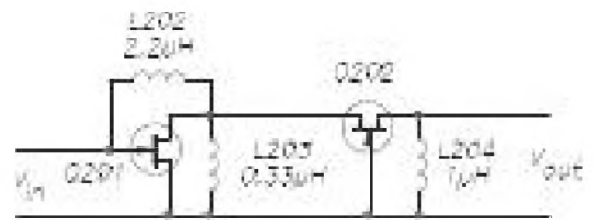


Рис. 2.21. Упрощенная схема для переменного тока УВЧ (рис. 2.20), в которой все конденсаторы емкостью 1 нФ и более заменены перемычками

две проблемы. Нагрузки у обоих каскадов являются индуктивными, следовательно, коэффициент усиления по диапазону ЧМ не будет постоянным. Но поскольку во всем диапазоне частота изменяется лишь в 1,23 раза, то изменение коэффициента усиления не будет большим. Как указано далее, некоторые факторы еще более уменьшают неравномерность коэффициента усиления. Вторая и более серьезная проблема связана с влиянием индуктивности L202. Во-первых, в обычных каскодных схемах не используется обратная связь, которую, как представляется, обеспечивает эта индуктивность. Более того, использование параллельной отрицательной обратной связи в усилителе на полевом транзисторе сильно уменьшает входное сопротивление каскада. Кажется несколько странным, что в усилителе напряжения используется прибор с высоким входным сопротивлением типа полевого транзистора, а затем применяется такая обратная связь, которая уменьшает входное сопротивление, и таким образом ухудшает характеристики усилителя напряжения, почти идеального по замыслу. И, наконец, такая отрицательная обратная

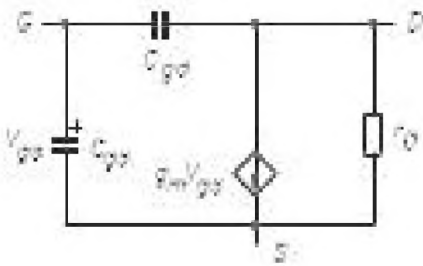


Рис. 2.22. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора (D – сток, S – исток, G – затвор)

связь, которую, как представляется, обеспечивает L202, будет расширять частотную характеристику каскада. В данном случае это нежелательно, потому что диапазон ЧМ довольно узок, и любое увеличение полосы будет только расширять спектр шума, поступающего в усилитель. Желательно ограничить эту полосу, для чего требуются конденсаторы. В рис. 2.21 не включена эквивалентная схема полевого транзистора для переменного тока [8], содержащая несколько конденсаторов, как показано на рис. 2.22.

На рис. 2.23 показана схема, составленная из представленных на рис. 2.21 и 2.22.

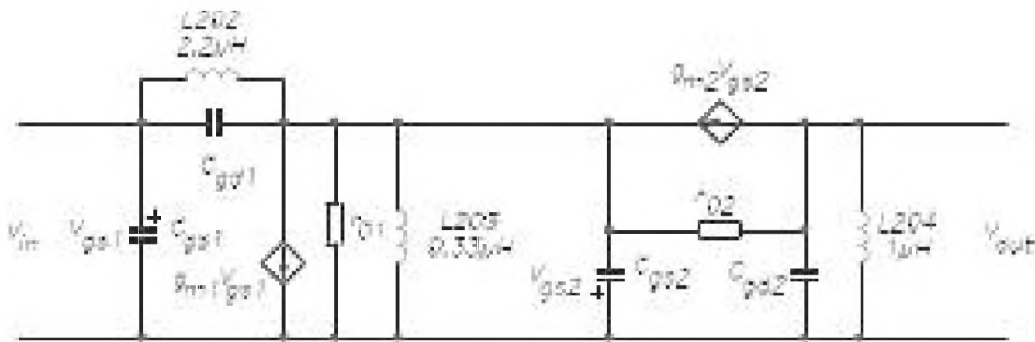


Рис. 2.23. Схема УВЧ (рис. 2.21) после эквивалентного замещения полевого транзистора

Наиболее важное наблюдение, которое можно сделать после этого, заключается в том, что на самом деле параллельно каждой из индуктивностей включены межэлектродные емкости.

Для облегчения анализа желательно еще более упростить эту схему. Так, входной конденсатор C_{gs1} может быть опущен, поскольку напряжение V_{in} от него не зависит, а шунтирующее выходное сопротивление r_{o1} может не учитываться, так как оно включено параллельно с входным полным сопротивлением каскада с общим затвором, равным

$$Z_{in} = \frac{r_{o2} + \frac{jL_{204}\omega}{1 - \omega^2 L_{204} C_{gs2}}}{g_{m2} r_{o2}}.$$

Типичное значение r_{o2} составляет 100 кОм, а $L_{204} \times \omega$ в середине диапазона ЧМ составляет примерно 600 Ом, поэтому мнимой частью числителя можно пренебречь, исключая те случаи, когда частота очень близка к резонансу выходного LC-контра. Далее вернемся к этому вопросу и рассмотрим его подробнее. Можно сказать, что если $L_{204} \times \omega \ll r_{o2}$, то для каскада с общим затвором $Z_{in} = 1/g_m$. Поскольку эта величина составляет несколько сотен ом, то она много меньше r_{o1} , что позволяет пренебречь r_{o1} .

Таким образом, из схемы, изображенной на рис. 2.23 получается упрощенная (рис. 2.24).

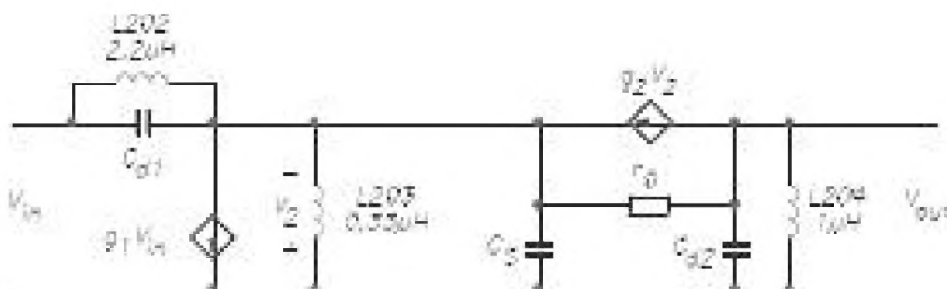


Рис. 2.24. Упрощение схемы (рис. 2.23) путем исключения C_{sg1} и r_{o1}

Видно, что для оптимального усиления желательно, чтобы все три параллельных LC-контура были в резонансе или вблизи него. Рассмотрим каждый из них:

- $L202 - C_{d1}$. Если бы полное сопротивление было бесконечно, то это полностью исключило бы эффект Миллера и обеспечило максимальное усиление. Каскодная схема используется в первую очередь для того, чтобы нейтрализовать эффект Миллера, а использование $L202$ будет способствовать его дальнейшему уменьшению при условии, что этот контур находится вблизи резонанса. Это само по себе может объяснить, зачем применяется обратная связь через $L202$. Дело в том, что такая связь уже существует через конденсатор C_{d1} , а включение индуктивности $L202$ способствует ее компенсации;
- $L203 - C_s$. Если резонансная частота этого контура будет находиться вблизи диапазона ЧМ, то увеличится полное сопротивление нагрузки для первого каскада, а следовательно, и его усиление. Для этого необходимо, чтобы полное сопротивление контура было намного больше входного полного сопротивления каскада с общим затвором (контур включен параллельно эквивалентному входному сопротивлению каскада);
- $L204 - C_{d2}$. Эта пара элементов является нагрузкой каскада с общим затвором. Если этот контур находится вблизи резонанса, то его полное сопротивление велико и усиление будет максимальным.

Чтобы определить резонансные частоты этих контуров, необходимо иметь информацию о значениях емкостей полевых транзисторов. К сожалению, транзистор QRF-3 – устаревший прибор, и для него трудно найти значения емкостей. Однако существуют фирмы, производящие полупроводниковые приборы для замены, в том числе и для QRF-3. Можно использовать данные по заменяющему прибору в качестве некоторого приближения для QRF-3. Наиболее подробная информация имеется для транзистора Sylvania ECG312, откуда взяты два параметра для постоянного тока: $5 \text{ мА} \leq I_{DSS} \leq 15 \text{ мА}$ и $|V_p| \leq 6 \text{ В}$, а также для переменного тока в некоторой неопределенной рабочей точке:

$$g_m = 5,5 \text{ мА/В},$$

$$C_{rss} = C_{gd} = 1,0 \text{ пФ},$$

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} = 4,5 \text{ пФ}.$$

Из этих данных получаем, что $C_{gs} = 3,5$ пФ, а $C_{gd} = 1,0$ пФ. Эти цифры могут несколько измениться при изменении рабочей точки транзистора, но, вероятно, не очень сильно, так как эти данные, очевидно, получены вблизи нулевого смещения, а оба каскада приближенно соответствуют этому условию.

Упражнение 2.6. Пользуясь соотношениями

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DSS}}}{|V_p|} \quad \text{и} \quad \frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

и приведенными выше параметрами, докажите принятое нами предположение, что данные параметры получены вблизи нулевого смещения на затворе.

Если воспользоваться данными значениями для транзистора ECG312 как фактическими значениями для QRF-3, то $C_{d1} = 1,0$ пФ, $C_s = 3,5$ пФ, $C_{d2} = 1,0$ пФ. В этом случае три резонансных контура будут иметь следующие резонансные частоты:

$$(1/2\pi \times (1/L_{202}C_{d1}))^{1/2} = 107 \text{ МГц},$$

$$(1/2\pi \times (1/L_{203}C_s))^{1/2} = 148 \text{ МГц},$$

$$(1/2\pi \times (1/L_{204}C_{d2}))^{1/2} = 159 \text{ МГц}.$$

Резонансная частота первого контура находится на верхней границе диапазона ЧМ. Даже на нижней границе диапазона его полное сопротивление составляет почти 4 кОм, что позволяет нам рассматривать эту параллельную комбинацию в диапазоне ЧМ как разрыв цепи. Другими словами, можно не учитывать эффект Миллера. Это неудивительно, потому что именно в этом и состоит преимущество каскодной схемы.

Две другие резонансные частоты расположены значительно выше диапазона ЧМ. Отсюда можно заключить, что полное сопротивление этих двух контуров будет нарастать с частотой по диапазону ЧМ, а вместе с ним и увеличиваться коэффициент усиления усилителя. Поскольку эти два резонансных контура работают на частотах вдали от резонанса, то их полное сопротивление в диапазоне ЧМ мало, что позволяет пренебречь сопротивлением r_o . Количественный расчет подтверждает это. При значениях емкостей, принятых выше, ни один из этих двух контуров в диапазоне ЧМ не имеет полное сопротивление выше чем 1,5 кОм. Принимая во внимание эти новые упрощения, схема на рис. 2.24 может быть приведена к варианту, показанному на рис. 2.25.

Для этой схемы можно записать уравнения

$$g_1 V_{in} = \frac{V_2}{sL_{203}} + sC_s V_2 + g_2 V_2, \quad g_2 V_2 + \frac{V_0}{sL_{204}} + sC_d V_0 = 0,$$

из которых получаем:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-s^2 L_{203} L_{204} g_1 g_2}{(1 + s^2 L_{203} C_s + sL_{203} g_2)(1 + s^2 L_{204} C_d)}.$$

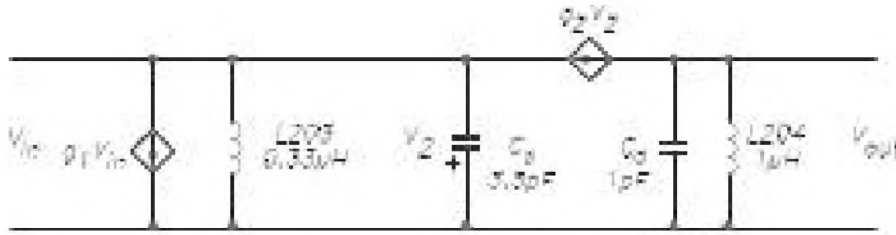


Рис. 2.25. Следующая упрощенная версия схемы на рис. 2.24, полученная при учете численных значений полного сопротивления резонансных контуров

У этой функции нетрудно определить полюса и нули и построить амплитудную диаграмму Боде (Bode), что принесет мало пользы, потому что диаграмма Боде плохо аппроксимирует реальную характеристику контуров с высокой добротностью вблизи резонанса. Поэтому мы определили величину коэффициента усиления в зависимости от частоты:

$$|A_v| = \frac{\omega^2 L_{203} L_{204} g_1 g_2}{(1 - \omega^2 L_{204} C_d) \sqrt{(1 - \omega^2 L_{203} C_s)^2 + (L_{203} g_2 \omega)^2}}.$$

Подставляя численные значения, можно переписать это выражение в виде

$$|A_v| = \frac{9,98 \times 10^{-18} \omega^2}{(1 - 10^{-18} \omega^2) \sqrt{(1 - 1,155 \times 10^{-18} \omega^2)^2 + 3,29 \times 10^{-18} \omega^2}}.$$

Численный расчет по этой формуле показывает, что $|A_v|$ монотонно возрастает от 11,3 дБ на частоте 88 МГц до 16,2 дБ на 108 МГц. Такое изменение коэффициента усиления на 4,9 дБ было бы чрезмерно большим для хорошего современного приемника. Однако существуют эффекты, способные уменьшить большую неравномерность коэффициента усиления:

- внутренние емкости транзистора ECG312 могут значительно отличаться от емкостей QRF-3. Второй из приборов, будучи значительно старше, может иметь большие размеры и емкости. Но для смещения резонансной частоты от ~150 до ~100 МГц потребовалось бы увеличить емкости C_s и C_{d2} более чем в два раза. Такое различие в параметрах транзисторов представляется маловероятным. Но следует заметить, что независимо от того, какими были параметры транзистора QRF-3, при его замене транзистором ECG312 можно ожидать, что характеристики приемника будут ближе к рассчитанным здесь значениям;
- на рис 2.25 не показано никаких эффективных сопротивлений, подключенных параллельно двум LC-контурам и ограничивающих их добротность, но можно предположить, что добавление таких сопротивлений снизит резонансные пики и таким образом уменьшит неравномерность усиления по диапазону. Хотя этот эффект существует и даже в какой-то степени выравнивает характеристику усиления, его влияние невелико. При уменьшении добротности

Q от бесконечности до десяти изменение коэффициента усиления в диапазоне ЧМ уменьшается на 1 дБ. Дальнейшее уменьшение добротности вызовет значительно более сильное выравнивание коэффициента усиления, но значения добротности Q равные 10 и менее не приемлемы на частотах диапазона ЧМ.

На основании этих рассуждений мы приходим к выводу, что конструктор усилителя стремился получить возрастание коэффициента усиления на верхней границе диапазона ЧМ.

Выходной сигнал транзистора Q202, включенного по схеме с общим затвором, снимается с катушки L204, полное сопротивление которой в диапазоне ВЧ составляет 600–700 Ом. Вывод катушки L204 с более низким потенциалом заземлен по переменному току конденсатором C208. Выходной сигнал этого каскада через параллельно соединенные R216, L и конденсатор C209 поступает на выходной резонансный контур C210, C211, C212 и L205. Конденсатор C212 представляет собой одну из секций трехсекционного конденсатора переменной емкости (C201, C212, C220). Определить назначение пары R216, L трудно, так как значение индуктивности не приведено. Конденсатор C209, имеющий температурную компенсацию, в диапазоне ЧМ обладает полным сопротивлением всего лишь около 100 Ом. Это намного меньше, чем полное сопротивление выходного резонансного контура, так что почти все выходное напряжение транзистора Q202 приложено к резонансному контуру. Однако конденсатор C209 оказывает свое влияние, причем не только на резонансную частоту, но и, что более важно, на температурную зависимость резонансной частоты¹.

2.7.2. Гетеродин

Схема гетеродина построена на транзисторе Q204. Конденсаторы C224, C223 и C226 на частоте генерации являются переключками по переменному току, то есть каскад построен по схеме с общей базой с шунтированными по переменному току резисторами смещения R213 и R214. Эту схему можно изобразить в общепринятом виде, как показано на рис. 2.26.

Индуктивность контура представляет собой параллельную комбинацию L207 (0,33 мкГн) и L206, значение которой не приведено. Конденсатор контура состоит из параллельно соединенных C220, C221 и C222. Индуктивность L_p и резистор

¹ Автор, анализируя УРЧ, занимался, на первый взгляд, бессмысленной работой, поскольку реальной нагрузкой второго транзистора УРЧ является не дроссель L204 индуктивностью 1 мкГн, шунтированный емкостью 1 пФ, как на рис. 2.21–2.25 (емкость монтажа больше!), а перестраиваемый резонансный контур L205 – C210 – C211 – C212, имеющий емкость порядка 15–23 пФ и соответствующую индуктивность для настройки на частоты 88–108 МГц, как видно из полной схемы рис. 2.20. Назначение дросселя L, шунтированного резистором R216 сопротивлением всего 47 Ом, совершенно очевидно: это антипаразитная цепочка, предотвращающая самовозбуждение каскада на сверхвысоких частотах. На рабочих частотах ее влияние незначительно. Тем не менее приведенный анализ может оказаться поучительным, а для внимательных читателей можно предложить упражнение: рассчитайте индуктивность L205, полагая, что контурная емкость изменяется в указанных пределах, а затем правильно проанализируйте работу каскада с учетом реальной нагрузки. – *Прим. ред.*

R211 соединены параллельно. Как и в случае УВЧ, значение индуктивности L_p не приведено, а эффект от этой комбинации незначителен, так как ее ожидаемое полное сопротивление значительно меньше полного сопротивления контура $L_T C_T$ на частоте генерации. Если это так, то эквивалентная схема приобретает вид, приведенный на рис. 2.27.

На первый взгляд, если считать транзистор идеальным, здесь нет условий для возникновения генерации. Поэтому следует учесть выходное сопротивление транзистора несмотря на то, что его величина может отсутствовать в конечном результате. Заметим, что если бы параллельно R215 была включена емкость, то рис. 2.27 представлял бы собой видоизмененную схему *генератора Колпитца (Colpitts)* на транзисторном каскаде с общей базой. Но такая емкость действительно есть – это C_i , входная емкость транзистора Q204. Если отбросить r_x , то будет емкость C_π , которая обычно весьма велика по сравнению с C225. Рассматривая емкостную нагрузку, создаваемую входом усилителя на выход цепи обратной связи, необходимо учесть резистивную составляющую R_i . Эмиттерное сопротивление R215 является частью нагрузки на цепь обратной связи F и может быть объединено с R_i . Но фактически оно намного больше, чем R_i , и может не учитываться при анализе по переменному току. Схема для анализа цепи обратной связи представлена на рис. 2.28, где посредством сопротивления R моделируются потери в L_T и C_T .

Передаточная функция $F = I_F / I_{out}$ может быть представлена в виде:

$$F = -\omega^2 L_T C_F R / \{ [R(1 - \omega^2 L_T C_F) - \omega^2 L_T (C_F + C_i) R_i - \omega^2 L_T C_T R] - j\omega^3 L_T R R_i C_T (C_F + C_i) + j\omega [L_T + R R_i (C_F + C_i)] \} \quad (2.28)$$

Чтобы возникли колебания, величина F должна быть чисто вещественной (считаем, что транзистор не вносит фазового сдвига). Это означает, что мнимая часть знаменателя должна быть равна 0, или на частоте генерации

$$\omega_0^2 L_T R R_i [C_T (C_F + C_i) + C_F C_i] = L_T + R R_i (C_F + C_i) \quad (2.29)$$

Далее из результатов выполнения упражнения 2.7 следует, что $L_T \ll R R_i (C_F + C_i)$, так что

$$\omega_0^2 = \frac{R R_i (C_F + C_i)}{L_T R R_i [C_T (C_F + C_i) + C_F C_i]} = \frac{1}{L_T (C_T + C_F C_i / (C_F + C_i))} = \frac{1}{L_T (C_T + C_S)} \quad (2.30)$$

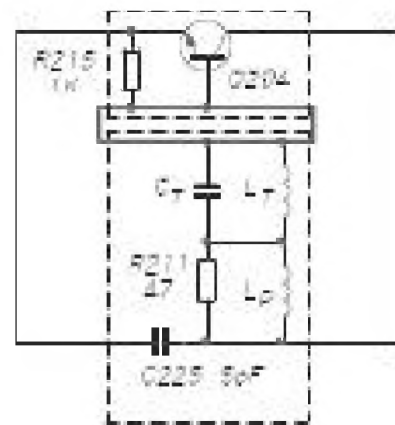


Рис. 2.26. Эквивалентная схема для переменного тока гетеродина ЧМ приемника Скотта, представленная в общепринятом виде

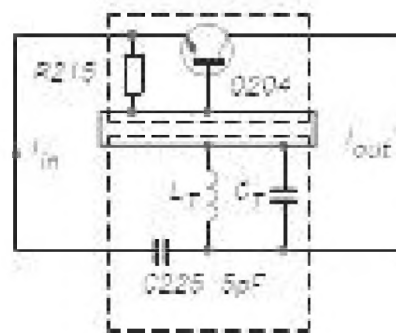


Рис. 2.27. Упрощенный вариант схемы гетеродина с рис. 2.26, полученный путем игнорирования комбинации, включенной последовательно с параллельным резонансным контуром $L_T C_T$

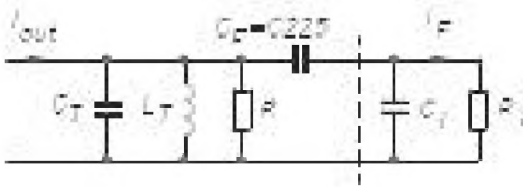


Рис. 2.28. Схема цепи обратной связи для рис. 2.27, в которой учтено влияние нагрузки за счет входного сопротивления усилителя и смоделированы потери в LC-контуре посредством сопротивления R

где $C_S \equiv C_F C_i / (C_F + C_i)$ – эффективная емкость последовательно соединенных C_F и C_i . Теперь понятно, зачем в схему добавлена емкость C_T – при ее отсутствии генератор был бы работоспособен, но частоту генерации определяли бы величины L и C_S . Для настройки такого генератора приходилось бы изменять емкость $C_S = C_F C_i / (C_F + C_i)$. Использовать для настройки емкость C_F невозможно, так как ни один из выводов этого конденсатора не заземлен. Один из выводов кон-

денсатора настройки всегда заземляют, чтобы уменьшить влияние емкости рук. Невозможно использовать для настройки и емкость C_i , потому что это внутренняя емкость транзистора. При наличии в схеме конденсатора C_T проблема настройки может быть решена, так как один из его выводов заземлен, и он обеспечивает широкий диапазон перестройки.

Упражнение 2.7. Предположим, что частота гетеродина на 10,7 МГц выше несущей частоты принимаемой станции. Предположим также, что $C_i \gg C_F$ и что $C_{222} = 5$ пФ.

Если $C_{220} = 0$, когда приемник настроен на 108 МГц, то чему будет равна эта емкость при настройке приемника на частоту 88 МГц?

Определите емкость C_T в середине диапазона.

Определите индуктивность L_T .

Определите индуктивность L_{206} .

Сравните величины двух слагаемых в правой части уравнения (2.29) при условии, что $R = 10$ кОм, $R_i = 20$ Ом и $C_i = 100$ пФ.

Если мнимая часть (2.28) равна 0, то

$$F = \frac{-\omega_0^2 L_T C_F R}{R(1 - \omega_0^2 L_T (C_F + C_T)) - \omega_0^2 L_T (C_F + C_i) R_i}.$$

Подставляя сюда выражение (2.30), получим

$$F = \frac{-C_F R}{R(C_S - C_F) - R_i(C_F + C_i)}.$$

Подстановка выражения для C_S дает

$$\begin{aligned} F &= \frac{-C_F R}{R\left(\frac{C_F C_i}{C_F + C_i} - C_F\right) - R_i(C_F + C_i)} = \\ &= \frac{-C_F R(C_F + C_i)}{R(C_F C_i - C_F^2 - C_F C_i) - R_i(C_F + C_i)^2} = \frac{C_F(C_F + C_i)R}{C_F^2 R + (C_F + C_i)^2 R_i}. \end{aligned}$$

Коэффициент усиления по петле равен $AF = \alpha F$. При соблюдении правила знаков, принятого на рис. 2.27, для возникновения генерации этот коэффициент усиления должен быть не менее единицы:

$$1 \leq \frac{\alpha C_F (C_F + C_i) R}{C_F^2 R + (C_F + C_i)^2 R_i},$$

поэтому

$$\alpha \geq \frac{C_F^2 R + (C_F + C_i)^2 R_i}{C_F (C_F + C_i) R} = \frac{C_F}{(C_F + C_i)} + \frac{(C_F + C_i) R_i}{C_F R}.$$

Если необходимо, чтобы генерация происходила при $A = \alpha < 1$ в схеме с общей базой, то сумма членов в правой части должна быть меньше единицы. Несмотря на то, что коэффициент α усиления по току при разомкнутой петле меньше 1, генерация все же возможна, потому что $F > 1$, а для генерации требуется лишь выполнение условия $AF > 1^1$.

2.7.3. Смеситель

Выходы усилителя ВЧ и гетеродина через отводы их выходных катушек L205 и L206 подключены к смесителю на транзисторе Q203. Гетеродин подключен к затвору, сигнал ВЧ подается на исток через конденсатор C213, являющийся перемычкой по переменному току. Этот конденсатор шунтирует R205, резистор смещения смесителя. Сочетание рабочей точки транзистора и уровней сигнала, подводимых к каскаду, выбрано таким образом, чтобы обеспечить нелинейный режим работы и, следовательно, смещение сигналов.

Включение резистора R206 последовательно со стоком может показаться бессмысленным, поскольку полное сопротивление колебательного контура при резонансе не только имеет резистивный характер, но и величина его намного больше, чем R206. В главе 1 показано, что существование емкостной связи между входом и выходом транзистора (емкость C_μ в биполярном транзисторе и C_{gd} в полевом) приводит к эффекту Миллера, который катастрофически уменьшает усиление на высоких частотах и приводит к самовозбуждению, если нагрузкой усилителя является резонансный контур. В усилителе, имеющем резонансные контуры на входе и выходе, этот конденсатор может принести вред другого рода. На рис. 2.29. показана схема замещения усилителя на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и резонансными цепями на входе и выходе.

Если в роли активного устройства выступает биполярный или плоскостной полевой

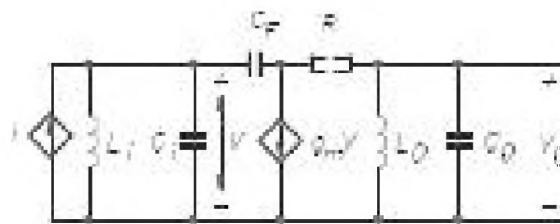


Рис. 2.29. Схема замещения усилителя на полевом транзисторе с резонансными цепями на входе и выходе

¹ Говоря об отсутствии емкости, шунтирующей эмиттерный резистор, автор не учел еще один важный фактор: время задержки сигнала в транзисторе. На высоких частотах оно создает значительный фазовый сдвиг в сторону запаздывания, который особенно важен в автогенераторах. Для компенсации фазового запаздывания в транзисторе и служит цепочка C225 – низкое входное сопротивление каскада с ОБ, создающая фазовое опережение. В результате полный набег фазы по петле обратной связи становится близким к нулевому и контур возбуждается на своей собственной частоте. – *Прим. ред.*

транзистор, то C_F представляет собой емкость р-п перехода с обратным смещением. Она зависит от приложенного напряжения, а при прямом смещении может увеличиваться в десятки раз. Эта емкость связывает между собой два резонансных контура. Если $R = 0$, а емкость C_F сравнима с C_i и C_o , то вместо двух независимых узкополосных колебательных контуров с хорошей избирательностью получается двухконтурная схема с расширенной полосой пропускания. Эта нежелательная связь часто приводит к самовозбуждению. Емкость на входе смесителя составляет около 10 пФ, поэтому емкость C_F может создавать проблему. Добавление сопротивления R несколько ограничивает связь, которая возможна между входным и выходным контурами. Сопротивление R установлено последовательно с выходным резонансным контуром, поэтому даже при относительно небольшой его величине будет создаваться значительная разность напряжений между контурами из-за уменьшения связи между ними¹.

2.7.4. Усилитель промежуточной частоты

Как следует из рис. 2.30, на вход УПЧ поступает частотно-модулированный сигнал с центральной частотой 10,7 МГц. Конкретно, он поступает на вход первого каскада УПЧ на транзисторе Q301 через емкость C302, полное сопротивление которой на частоте 10,7 МГц составляет 15 Ом. Этот конденсатор можно считать перемычкой по переменному току.

Смещение базы транзистора Q301 осуществляется частично системой АРУ через резистор R304, частично источником питания +12 В через резистор R305. Система АРУ будет рассмотрена ниже более подробно. Смещение и шунтирование эмиттера выполнены стандартным способом. Резистор R306 в цепи эмиттера используется для подключения измерителя уровня сигнала. Коллекторный ток протекает через первичную обмотку трансформатора T301, частично подключенную к коллектору транзистора Q301, аналогично трансформатору ПЧ в АМ приемнике, рассмотренном выше. Конденсатор C305 – это перемычка по переменному току, замыкающая на общий провод вывод первичной обмотки трансформатора T301. В паре с резистором R307 этот конденсатор также осуществляет развязку цепи питания транзистора Q301.

Базовое смещение на второй каскад поступает от источника 12 В через делитель R310 – R312 и вторичную обмотку трансформатора T301. Этот каскад не имеет АРУ. Конденсатор C307 заземляет по переменному току нижний вывод вторичной

¹ Автор объяснил назначение, хотя и не главное, антипаразитных цепочек в стоковых и коллекторных цепях транзисторов, но как раз в смесителе опасность самовозбуждения не так уж и велика, поскольку контуры настроены на сильно отличающиеся частоты 100 и 10,7 МГц. Главное же назначение R206 – внести большое затухание в линию, образованную выводом стока, и тем самым предотвратить паразитное самовозбуждение на частотах, намного выше рабочего диапазона. Не объяснено другое: зачем конденсатор C216 малой емкости и с отрицательным ТКЕ подключен к цепи АРУ. Возможно, что это ошибка на принципиальной схеме рис. 2.20. Следует также иметь в виду неоднозначность обозначений, поскольку емкость C214, например, (обозначено 0,02) составляет 0,02 мкФ – это блокировочный конденсатор, тогда как C215 (обозначено 0,47) равна 0,47 пФ – это конденсатор связи между контурами двухконтурного полосового фильтра. – *Прим. ред.*

обмотки. Резистор R311 подключен параллельно вторичной обмотке трансформатора контура для снижения его добротности. В некоторых случаях это необходимо, так как слишком высокая добротность приводит к сужению полосы до такой степени, что происходит потеря некоторых боковых частот. Отвод от вторичной обмотки позволяет обеспечить лучшее согласование с транзистором Q302, имеющим низкое входное сопротивление. Здесь, как и в первом каскаде, эмиттер шунтирован, а резистор, подключенный к эмиттеру, используется для подсоединения к измерителю уровня сигнала. Когда сигнала нет, то нет и напряжения АРУ и рабочие точки первого и второго каскадов будут одинаковы. В этом случае нет разности напряжений между эмиттерами и показание измерителя нулевое. При наличии сигнала смещение рабочей точки транзистора Q301 уменьшится и одновременно снизится потенциал эмиттера. При этом возникнет напряжение на клеммах измерителя, и стрелка его отклонится. Чем больше сигнал, тем больше будет показание измерителя. Главный конденсатор настройки должен устанавливаться на максимальное показание измерителя. На обоих выводах измерителя имеются заземляющие конденсаторы C304 и C308, которые совместно с резисторами R306 и R314 обеспечивают фильтрацию, так как на измеритель должно поступать только постоянное напряжение.

Входные цепи транзистора Q303 такие же, как и у Q302, за исключением дополнительного соединения через конденсатор C312, называемый нейтрализующим конденсатором. Этот каскад не только частично связан с контуром, чтобы предотвратить самовозбуждение, но и нейтрализован. *Нейтрализация* – это менее распространенный способ стабилизации резонансных усилителей. Основная идея его состоит в том, что цепь нейтрализации должна обеспечить сигнал обратной связи на базе транзистора, который будет равен по амплитуде и противоположен по фазе тому сигналу, который поступает через C_μ и r_μ . На практике этот метод сопряжен с определенными трудностями, происходящими, в частности, из-за того, что внутренняя и внешняя обратные связи приложены к противоположным концам распределенного сопротивления базы r_x . Поэтому даже теоретически нейтрализация не может быть совершенной и гарантировать отсутствие возбуждения. На практике возникает проблема, связанная с медленным изменением параметров элементов за счет старения, а также со сравнительно быстрыми температурными изменениями. (В данном приемнике последние, вероятно, компенсированы за счет использования нейтрализующего конденсатора с заданным температурным коэффициентом емкости.) По этим причинам нейтрализация сама по себе применяется редко. В данной схеме использование неполного включения контуров совместно с нейтрализацией снимает остроту проблемы.

Чтобы проанализировать оставшуюся часть схемы межкаскадной связи, полезно переписать ее, как показано на рис. 2.31.

Емкости, входящие в состав параллельных резонансных контуров внутри T303, здесь не показаны. За источник тока принят выход транзистора Q303. Левая и средняя обмотки трансформатора T303 – это его первичная обмотка с отводами. Вместе с конденсатором C312 они обеспечивают нейтрализацию. R320 выполняет те же функции, что и рассмотренный выше резистор R206 в смесителе.

Сигнал с транзистора Q303 подается на транзистор Q304 не только за счет взаимной индуктивности обмоток Т303, но также и через емкость С325. Завершая обсуждение транзистора Q303, заметим, что правый вывод резистора R320 является отправной точкой для сигнала АРУ. Выпрямитель АРУ представляет собой удвоитель напряжения, который состоит из С315, D302, D301 и С310. Прежде чем попасть на транзистор Q301, сигнал АРУ проходит через две ступени

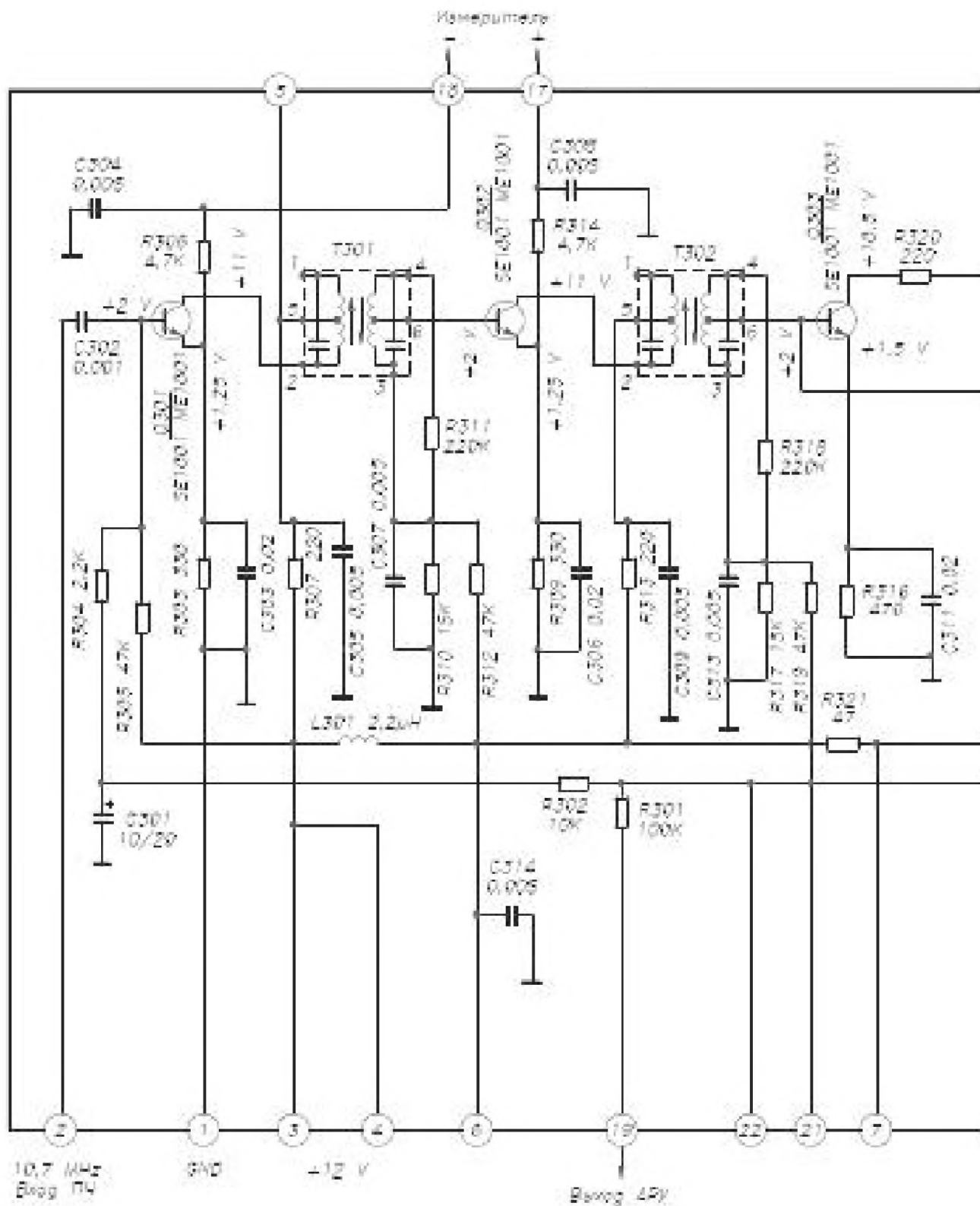
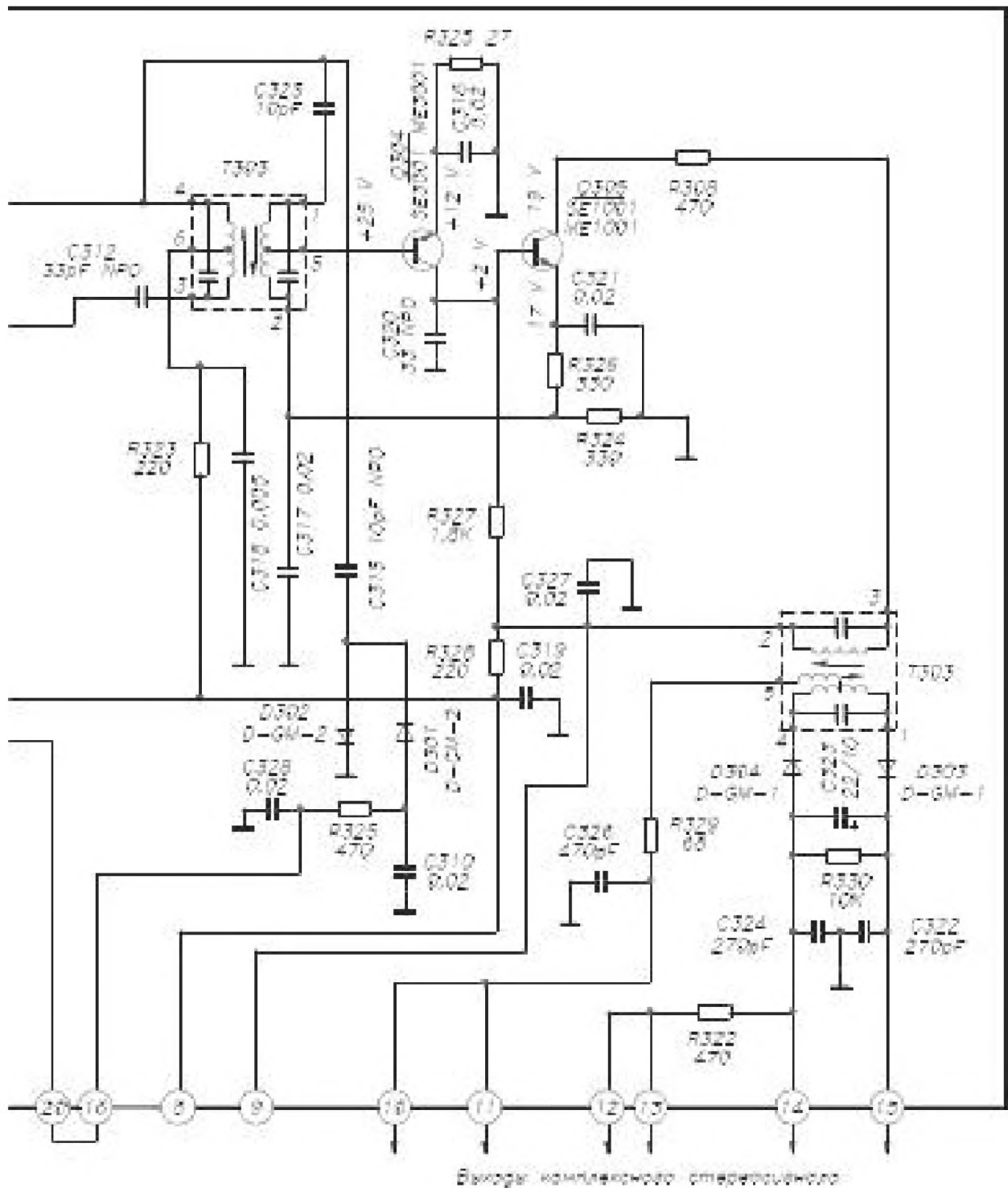


Рис. 2.30. Схема усилителя ПЧ и детектора ЧМ тюнера Скотта

низкочастотной фильтрации, представленные R315, C328 и R302, C301. Через резистор R301 напряжение АРУ поступает во входной модуль. На рис. 2.32 показано, как это напряжение АРУ включается в полную схему цепей смещения входной части тюнера.

На этом рисунке сопротивление R_s включает в себя R315 и внутреннее сопротивление источника напряжения АРУ.



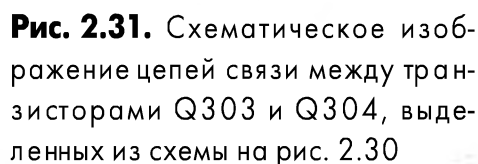


Рис. 2.31. Схематическое изображение цепей связи между транзисторами Q303 и Q304, выделенных из схемы на рис. 2.30

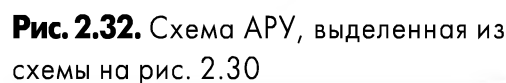


Рис. 2.32. Схема АРУ, выделенная из схемы на рис. 2.30

Пренебрегая утечкой тока через сопротивление R301, для этой цепи можно написать следующие уравнения:

$$\frac{V_B - V_C}{R_{304}} = \frac{V_c - V}{R_{302}} = \frac{V - V_{AGC}}{R_s} \quad \text{II} \quad \frac{V_{CC} - V_B}{R_{305}} = I_B + \frac{V_B - V_C}{R_{304}}.$$

Решая эти уравнения относительно V и подставляя известные значения, получим:

$$V = \frac{[V_{cc} - 47 \text{ (KOM)} \times I_B \text{ (mA)}] R_s \text{ (KOM)}}{59,2 + R_s \text{ (KOM)}} - \frac{59,2 \times V_{AGC}}{59,2 + R_s \text{ (KOM)}}.$$

В отсутствие сигнала $V_{\text{ару}} = 0$. Чтобы найти I_B , определим сначала I_C исходя из напряжения на эмиттере, приведенного на рис. 2.30: $1,75 \text{ В} / 330 \text{ Ом} = 5,30 \text{ мА}$. Коэффициент усиления β для доступного в настоящее время транзистора-заменителя SE1001 равен 30. Отсюда следует, что $I_B = 5,30 / 30 = 0,177 \text{ мА}$. Сопротивление источника R_s состоит из параллельно соединенных выходного полного сопротивления транзистора Q303 и предположительно согласованного приведенного полного сопротивления Q304. Будем считать, что $R_s = 15 \text{ кОм}$. Подставляя эти значения в выражение для V , получим $V = 0,747 \text{ В}$.

При $V > 0$ диод D201 смещен в обратном направлении, и резисторы R210, R207 и R208 образуют делитель, подающий на затвор положительное напряжение, равное $0,747 \times 2,2 / (2,2 + 0,22 + 1) = 0,48$ В. Порядок этой величины соответствует напряжению смещения, приложенному к УВЧ на полевом транзисторе Q201 в отсутствие сигнала. Это небольшое прямое смещение при отсутствии сигнала делает крутизну характеристики g_m каскада Q201 максимальной. Как только появится сигнал, напряжение АРУ станет отрицательным, уменьшая коэффициент усиления при увеличении уровня сигнала.

Последний каскад УПЧ включает в себя транзисторы Q304 и Q305 с непосредственной связью. Коллекторной нагрузкой Q304 является резистор R327 (1,8 кОм), параллельно соединенный с полным входным сопротивлением транзистора Q305, составляющим менее 1 кОм. Разделенное сопротивление в цепи эмиттера транзистора

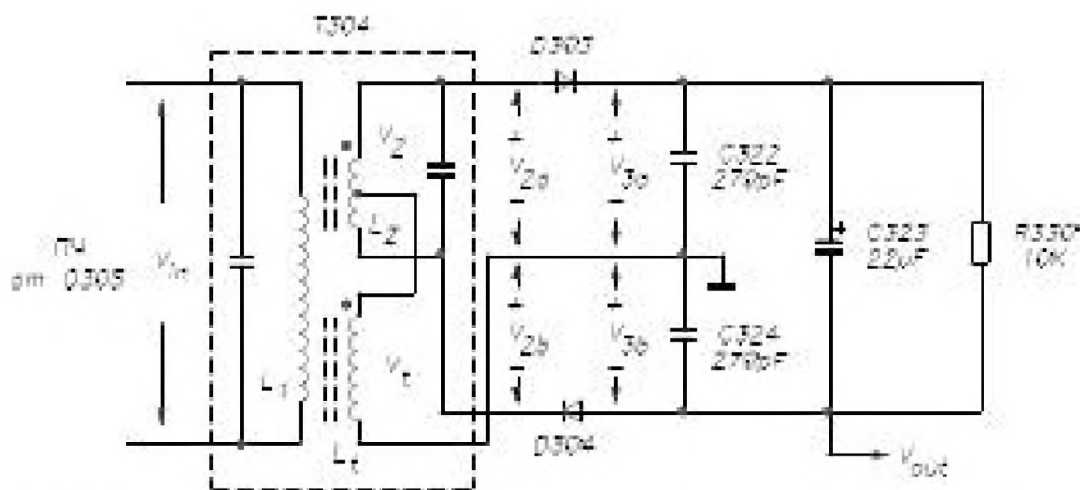
Q305 шунтируется конденсаторами C317 и C321. Таким образом, для смещения транзистора Q304 через вторичную обмотку трансформатора T303 проходит только постоянная составляющая. Эта обратная связь по постоянному току стабилизирует рабочие точки обоих транзисторов этого каскада.

Упражнение 2.8. Покажите, что если повышение температуры приводит к увеличению коллекторного тока транзистора Q304, то следствием обратной связи будет уменьшение. Другими словами, что обратная связь по постоянному току отрицательная.

Напряжение питания для коллекторов обоих транзисторов поступает через цепь развязки R328, C327. Конденсатор C319 служит для шунтирования источника питания. Индуктивность соединительных проводников между источником питания и платой УПЧ может заметно увеличить эффективное полное сопротивление источника питания, определяемое на выводах платы УПЧ. Это приводит к необходимости локального шунтирования источника питания по переменному току с целью восстановления его низкого полного сопротивления.

2.7.5. Детектор

Выходной сигнал транзистора Q305 подается на трансформатор T304, являющийся составной частью детектора отношений. Этот устаревший к настоящему времени тип детектора уже упоминался в п. 2.3.1. Известно множество его вариантов. Использованный в этом приемнике является одним из наиболее сложных. Если бы можно было заменить резистор R329 и конденсатор C326 перемычками, то получился бы намного более привычный детектор отношений, показанный на рис. 2.33.



В состав фазового дискриминатора входит вторичная обмотка трансформатора, имеющая отвод и входящая в состав резонансного контура, и еще одна (третья) обмотка того же трансформатора. При сделанных ниже предположениях напряжения на частоте резонанса между средним выводом вторичной обмотки и ее крайними выводами будут находиться в противофазе и сдвинуты на 90° относительно напряжения на первичной обмотке¹. Предположения следующие:

1. Собственная индуктивность первичной обмотки трансформатора Т304 намного больше, чем собственная индуктивность вторичной². Это, безусловно, так, потому что Т304 – это понижающий трансформатор, согласующий высокое выходное сопротивление усилителя ПЧ с низким входным сопротивлением диодного детектора³. Следовательно, влияние взаимной индукции M на первичную обмотку будет менее важно, чем ее влияние на вторичную обмотку. Поэтому при написании уравнений для цепей будут игнорироваться не только члены с M , относящиеся к первичной обмотке, но и ее последовательное активное сопротивление.
2. Напряжение на третьей обмотке намного больше, чем на вторичной обмотке с отводами. Третья обмотка так хорошо связана с первичной, что напряжение на ней всегда синфазно с напряжением на первичной.
3. Прямое падение напряжения на открытом диоде равно 0. Это равносильно предположению, что оно намного меньше векторной суммы напряжений на вторичной и на третьей обмотках.

Напряжение V_t на третьей обмотке векторно складывается с напряжениями на двух половинах вторичной обмотки. На рис. 2.34а показано соотношение фаз этих напряжений при резонансе.

На частотах вне резонанса фазы напряжений на вторичной обмотке изменяются с частотой, как показано на рис. 2.34а и 2.34в. Чтобы аналитически найти амплитуды векторных сумм напряжений V_{2a} и V_{2b} , можно воспользоваться теоремой косинусов.

Для анализа схемы выпрямителя обратимся к рис. 2.33. Напряжения V_{2a} и V_{2b} приложены к выпрямляющей цепи, состоящей из диодов

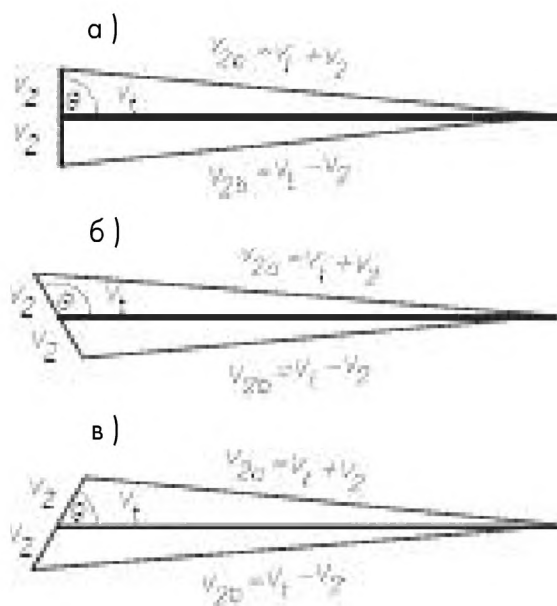


Рис. 2.34. Векторная диаграмма, показывающая взаимные фазы напряжений в детекторе отношений: а – при резонансе; б – на частоте ниже резонансной; в – на частоте выше резонансной

¹ По существу, здесь имеется двухконтурный полосовой фильтр и катушка связи (третья), сильно связанная с катушкой первого контура. Напряжения на контурах фильтра квадратурны. – *Прим. ред.*

² Совершенно необязательно, контуры чаще делают одинаковыми. – *Прим. ред.*

³ Входное сопротивление диодного детектора зависит от его нагрузки и не обязательно должно быть низким. – *Прим. ред.*

D303, D304 и конденсаторов C322, C324. С учетом предположения (3) эта цепь создаст на C322, и C324 напряжения, равные амплитудам напряжений V_{2a} и V_{2b} . Поэтому мы можем говорить о напряжениях V_{3a} и V_{3b} наравне с V_{2a} и V_{2b} даже несмотря на то, что V_{2a} и V_{2b} – напряжения переменного тока на частоте 10,7 МГц, а V_{3a} и V_{3b} – постоянные напряжения той же величины. Они изменяются с частотой звука, то есть очень медленно по сравнению с частотой 10,7 МГц сигнала ПЧ.

Когда напряжение V_{2a} имеет полярность, показанную на рис. 2.33, верхний диод открывается и заряжает конденсатор C322. Точка соединения C322 и C324 заземлена. Когда напряжение V_{2b} имеет полярность, противоположную показанной на рисунке, ток течет через нижний диод и заряжает конденсатор C324. При резонансе два конденсатора заряжены одинаково.

Схема отношений состоит из резистора R330 и конденсатора C323. Мы предположили, что напряжение на третьей обмотке намного больше, чем на вторичной, поэтому векторные амплитуды, полученные с использованием теоремы косинусов, можно разложить в ряд и оставить только первые два члена. В результате получится:

$$V_{3a} = |V_1| + |V_2| \cos \theta \quad \theta \quad V_{3b} = |V_1| - |V_2| \cos \theta \quad (2.31)$$

Очевидно, что сумма этих двух выражений такая же, как и при резонансе, когда $\theta = 90^\circ$. Следовательно, в идеальном случае напряжение на конденсаторе C323 должно быть постоянным, и все его изменения связаны с шумом, вызванным амплитудной модуляцией. Большая емкость этого конденсатора обеспечивает эффективное подавление такого шума.

Конденсатор C323 называют еще накопительным или стабилизирующим. Как можно видеть из уравнений (2.31) и векторных диаграмм (рис 2.34), на частоте, отличной от резонансной, одно из двух напряжений (V_{3a} или V_{3b}) увеличится, а другое уменьшится. Таким образом, хотя сумма V_{3a} и V_{3b} остается постоянной, их соотношение изменяется в зависимости от фазового угла между напряжениями на вторичной и на третьей обмотках. Именно этим объясняется название «детектор отношений». Резистор R330, подключенный параллельно C323, предназначен для медленного его разряда, чтобы он мог отслеживать изменения сигнала, такие как, например, смену принимаемой станции. Требуется только, чтобы постоянная времени R330C323 была намного больше периода колебаний сигнала ПЧ на частоте 10,7 МГц¹.

Чтобы найти зависимость напряжения от частоты для детектора отношений, необходимо определить точный вид соотношения между напряжением V_2 и частотой f и подставить его в (2.31). Анализ той части схемы, которая относится к фазовому дискриминатору, приводит к уравнению

$$V_2 = \frac{MV_{in}}{L_1 [(1 - \omega^2 L_2 C) + jRC\omega]},$$

где R – сопротивление вторичной обмотки. Преобразование уравнения к полярному виду дает следующий результат:

¹ Очевидно, имеются в виду колебания амплитуды. – Прим. ред.



$$\left| \frac{1}{\sqrt{1 - \omega^2 L_2 C}} \right|$$

а также

$$\cos \theta = \cos \left[\arctan \frac{RC\omega}{1 - \omega^2 L_2 C} \right]$$

Подставляя

$$V_{out} = - \left| \frac{V_t}{\sqrt{1 - \omega^2 L_2 C}} \right| \quad (2.32)$$

Найденное с помощью этого уравнения напряжение V_{out} снимается с нижнего вывода конденсатора С324 (рис. 2.30). При выводе уравнения введено обозначение $\omega_0^2 \equiv 1/L_2 C$ и использовано соотношение $RC\omega = RC\omega_0 \times (\omega/\omega_0) = (1/Q) \times (\omega/\omega_0)$.

Разумеется, хотелось бы увидеть в формуле (2.32) линейную зависимость между v и f . Для этого достаточно выполнить два неравенства:

$$\Delta\omega \equiv \omega_0 - \omega \ll \omega_0;$$

$$\omega/\omega_0 \gg Q(1 - \omega^2/\omega_0^2).$$

Первое условие означает, что девиация частоты должна быть мала по сравнению с резонансной частотой. Второе условие, еще более строгое, можно записать в следующем виде:

$$\omega \gg Q \times \Delta\omega (1 + \omega/\omega_0) \cong 2Q \times \Delta\omega.$$

Такое же условие необходимо выполнять для линейаризации квадратурного детектора (п. 2.3.3.3), сделав вывод, что низкая добротность способствует линейности детектора отношений. По этой причине не следует удивляться, если в детекторе отношений будет сопротивление, включенное последовательно с выводами вторичной обмотки трансформатора для снижения добротности¹. С учетом сделанных предположений выражение (2.32) можно записать в окончательном виде:

$$V_{out} = -|V_t| - 2|V_{in}|(M/L_1)Q^2\Delta\omega/\omega \quad (2.33)$$

Выражение (2.33) демонстрирует желанную линейную зависимость между выходным напряжением и отклонением частоты от ω_0 . Оно также показывает, что даже когда входная частота равна ω_0 , выходное напряжение имеет большую постоянную составляющую, равную $-|V_t|$. Формулу нелинейности, приведенную в таблице 2.1 для детектора отношений, можно найти, если вычесть (2.33) из (2.32), преобразовать результат в проценты и взять абсолютную величину.

Ранее уже упоминался вклад конденсатора С323 в подавление амплитудной модуляции. Добавление резистора R329 улучшает это подавление [5]. На увеличенной схеме этого же приемника номинал конденсатора С326 составляет 0,001 мкФ,

¹ Чаще резистор включают параллельно вторичному контуру. – Прим. ред.

а не 470 пФ. Если правильна эта величина, то полное сопротивление этой емкости на частоте 10,7 МГц будет меньше 15 Ом. Следовательно, его влияние на работу схемы, описанное ранее, будет минимальным. Легко проверить, обратившись к рис. 2.30, что ток через диод D303 будет стремиться зарядить конденсатор C326 отрицательным зарядом, а ток через D304 – положительным. Таким образом, при резонансе, когда диоды проводят одинаково, конденсатор C326 заряжаться не будет. При уходе от резонансной частоты конденсатор приобретет заряд той или иной полярности в зависимости от частоты входного сигнала и, следовательно, знака разности фаз. Это означает, что выходное напряжение на верхнем выводе конденсатора C326 также является демодулированным сигналом ЧМ, но центрированным относительно 0, в отличие от сигнала, рассчитанного по формуле (2.33). Однако, как показано на схеме, при этом получается меньшая амплитуда демодулированного сигнала. Для конкретного вида стереодекодера МХ, примененного в данном приемнике, требуется выход с высокой амплитудой напряжения, смещенного относительно 0, кроме низкоамплитудного выхода.

2.8. Дополнительное подписное радиовещание

Этот канал передачи больше всего известен как «фоновая музыкальная служба». Он обеспечивает подписчиков музыкальными программами, свободными от рекламы, и используется для передачи другой информации.

Сигнал дополнительного подписного радиовещания (SCA¹) является еще одной составляющей, добавляемой к модулирующему сигналу перед наложением его на несущую. Сигнал SCA представляет собой узкополосный ЧМ сигнал с центром на поднесущей частоте 67,5 кГц, имеющий ширину полосы звуковых частот 7 кГц. Таким образом, он расположен выше составляющей L – R полного модулирующего сигнала (рис. 2.35).

Так же, как в случае ЧМ пилот-сигнала, при добавлении сигнала SCA девиация несущей частоты радиостанции не должна увеличиваться. Поэтому она передается с амплитудой, составляющей лишь 10% от амплитуды стереосигнала. Последний

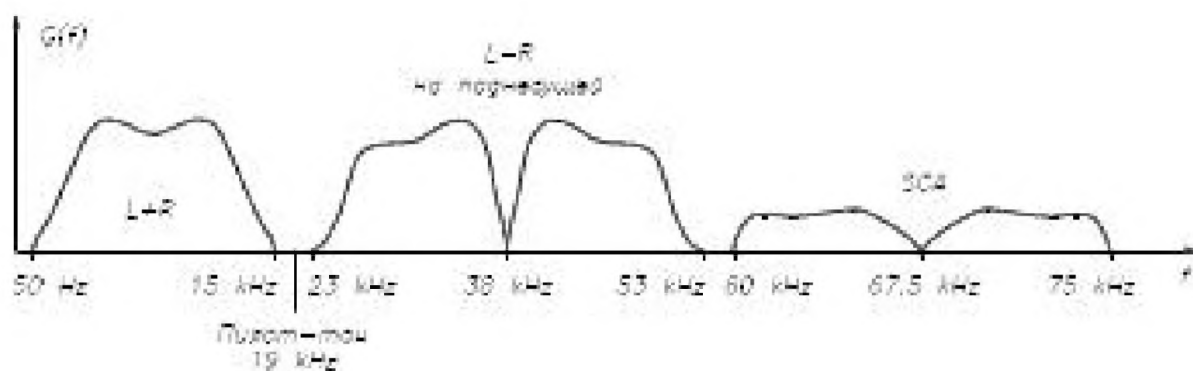


Рис. 2.35. Распределение энергии в спектре модулирующего сигнала FM Multiplex stereo и канала SCA

¹ Subsidiary Communications Authorization (SCA).

уменьшен еще на 10% для того, чтобы поместить сигнал SCA, не превышая ограничение на максимальную девиацию частоты, установленную ФКС.

Можно легально изготовить *SCA-декодер* только для использования в собственном доме. Раньше это была очень трудная задача, но схемы с ФАПЧ сделали ее совершенно простой. В качестве входного сигнала для декодера следует использовать полный сигнал непосредственно от ЧМ демодулятора. Следует помнить, что сигнал SCA присутствует в модулирующем сигнале только на участке от ЧМ демодулятора до цепи частотной коррекции, которая подавляет его. Одна из подходящих для этого схем, опубликованная фирмой Signetics, показана на рис. 2.36 [10].

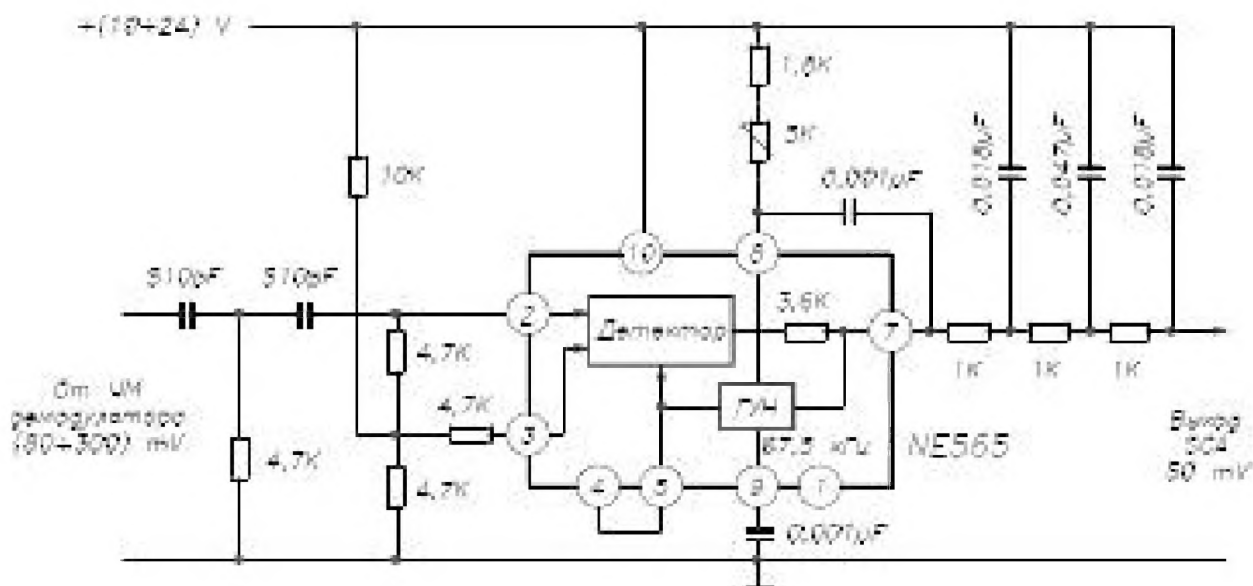


Рис. 2.36. Простая схема с петлей ФАПЧ, которую можно использовать для выделения сигнала SCA из полного демодулированного сигнала

Выходной сигнал с нее подается на усилитель НЧ. Переменным резистором 5 кОм устанавливается частота свободных колебаний ГУН, равная 67 кГц. Выводы 2 и 3 – это дифференциальные входы фазового детектора.

Упражнение 2.9. Проанализируйте характеристики входного фильтра по переменному току.

Определите передаточную функцию от входа до вывода 2 при условии, что сопротивление между выводами 2 – 1 и выводами 3 – 1 ИС NE565 составляет 10 кОм.

Определите тип фильтра (Баттерворта, Чебышева, обратный Чебышева, эллиптический).

2.9. Система FMX®

Система FMX® представляет собой значительный шаг вперед в технологии ЧМ, но в настоящее время ее развитие приостановилось¹. В конце 80-х годов свыше сотни станций ЧМ в США вели передачи в стандарте FMX®. Однако это не устраивало японские фирмы, производящие большую часть радиоприемников для

¹ В отечественном радиовещании она также не используется. – Прим. ред.

США. Только две модели приемников высшего класса вышли на рынок с возможностью приема FMX®. Популярность системы упала настолько, что когда подходило время обслуживания радиовещательного оборудования, многие радиостанции принимали решение прекратить передачи в стандарте FMX®. В результате сейчас лишь некоторые станции США продолжают эти передачи. Коммерческие права на эту технологию в настоящее время принадлежат фирме Broadcast Technology Partners, которая ведет переговоры с одним из главных производителей автомобилей с целью внедрить систему FMX® в автомобильные приемники.

Ранее уже отмечалось, что передача стереосигнала в диапазоне ЧМ требует ослабления монофонического сигнала, чтобы передать все составляющие комплексного стереосигнала (и сигнал SCA, если он передается), не выходя за пределы заданной полосы частот. К тому же в более широкую полосу частот сигнала неизбежно попадает больше шумов, чем в сравнительно узкую, а для нормальной передачи стереосигнала требуется полоса в 3,5 раза шире, чем для монофонического.

Кроме того, спектральное распределение шума не является равномерным в полосе частот ЧМ сигнала, а уменьшается с крутизной 20 дБ на декаду при удалении от несущей частоты [12]. В итоге при переходе от монофонического приема к стереофоническому ухудшение отношения сигнал/шум может достигать до 20 дБ [12], что снижает качество приема при данном конкретном расположении приемника относительно передатчика. По этой причине практически все стереоприемники диапазона ЧМ имеют ручное или автоматическое переключение в режим моно на случай, если принимаемый сигнал слишком слаб. Однако при работе стереоприемника даже в режиме моно не достигается такое же отношение сигнал/шум, как при монофонических передачах. Как правило, использование стереофонического радиовещания ослабляет прием в монофоническом приемнике на 1–7 дБ по сравнению с монофоническим радиовещанием [12]. Еще одним критерием при оценке ухудшения отношения сигнал/шум при переходе к стереофоническому вещанию является радиус зоны уверенного приема. Если станция может обеспечить приемлемый сигнал в радиусе 128 миль при монофоническом вещании, а затем переходит на стереофоническое вещание, то радиус зоны уменьшается до 60 миль. Это соответствует более чем четырехкратному уменьшению площади зоны уверенного приема. Если же при стереовещании использовать монофонический приемник, дальность уверенного приема уменьшается до 100 миль. Площадь зоны уверенного приема представляет большой интерес не только для слушателя, но и для радиостанции. Если она сможет увеличить площадь зоны уверенного приема в четыре раза, то получит значительный доход от рекламы, потому что ее сообщения будут охватывать намного большую аудиторию.

Блок-схемы передатчика и приемника системы FMX® показаны на рис. 2.37а и 2.37б.

Из рисунка 2.37а видно, что здесь в схему обычного модулятора стерео добавлен компрессор, сжимающий динамический диапазон сигнала $L - R$, и модулятор несущей частоты 38 кГц с фазовым сдвигом 90° . В результате, к трем сигналам, поступающим на сумматор в обычном передатчике ЧМ стерео, добавляется четвертый сигнал $L - R (S')$, сдвинутый на 90° по отношению к нормальному сигналу

$L - R (S)$. Кроме того, присутствует еще формирователь идентификационного тона FMX[®], не показанный на рис. 2.37а. В приемнике, не оборудованном системой приема FMX[®] стерео, четвертая составляющая сигнала и идентификационный тон подавляются демодулятором, что обеспечивает совместимость с существующим оборудованием.

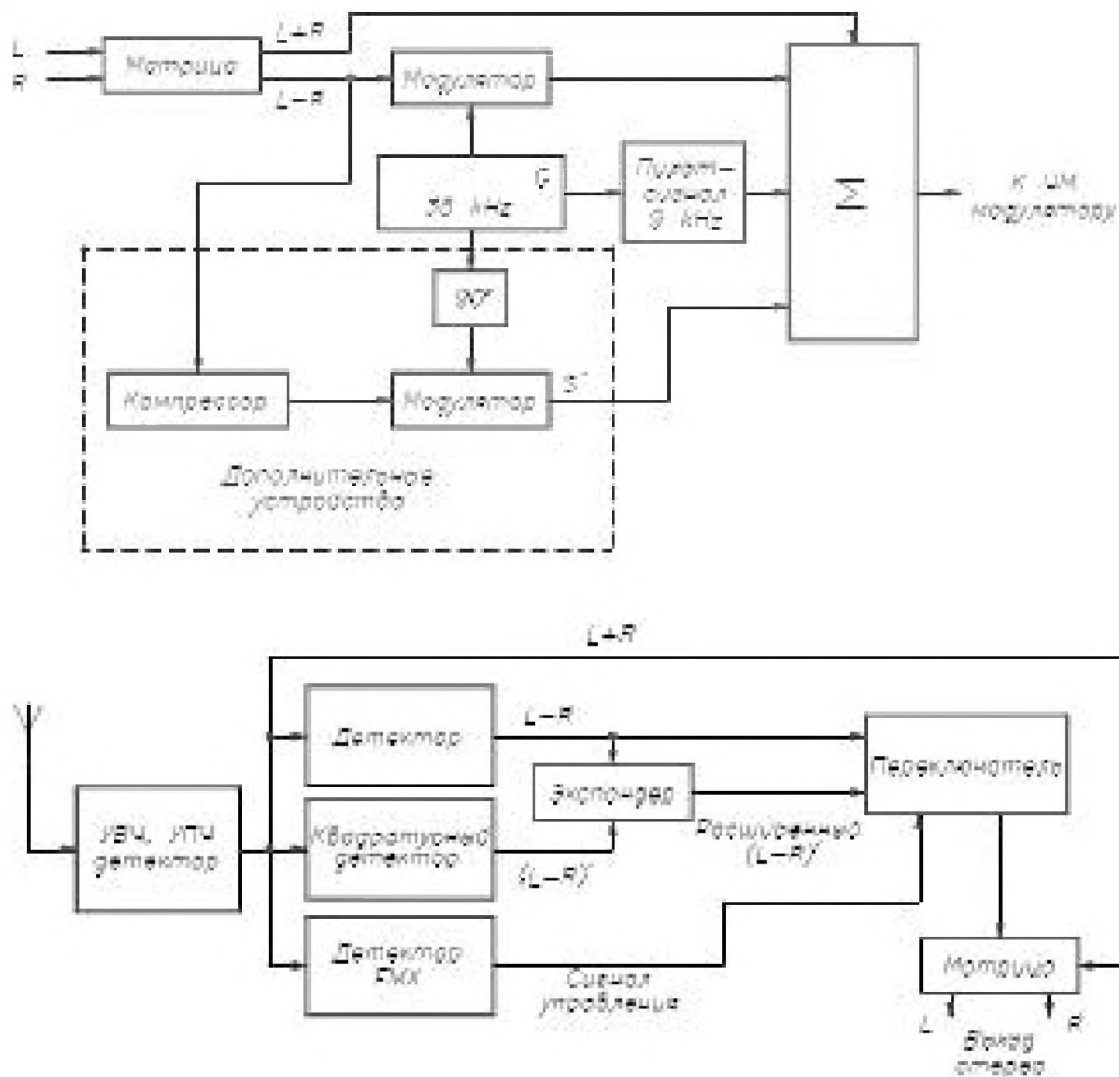


Рис. 2.37. Блок-схемы передатчика и приемника системы стереофонического вещания FMX[®]: а – передатчик; б – приемник

Для декодирования дополнительного сигнала в состав приемника с системой FMX[®] включена специальная схема. Сигнал S' проходит в приемнике процесс расширения динамического диапазона, в точности обратный процессу сжатия в передатчике. Затем эта расширенная квадратурная (отличающаяся по фазе на 90°) составляющая используется для формирования матрицированием сигналов L и R . Процесс сжатия-расширения дает существенный вклад в улучшение отношения сигнал/шум. Механизм этого эффекта описан в главе 5.

Поскольку для восстановления сигналов L и R используется S' , можно подумать, что прежний сигнал $L - R (S)$ просто игнорируется в системе FMX[®]. Но это не так. Он демодулируется обычным образом и используется в качестве опорного сигнала в системе, которая следит за правильностью расширения сжатого сигнала

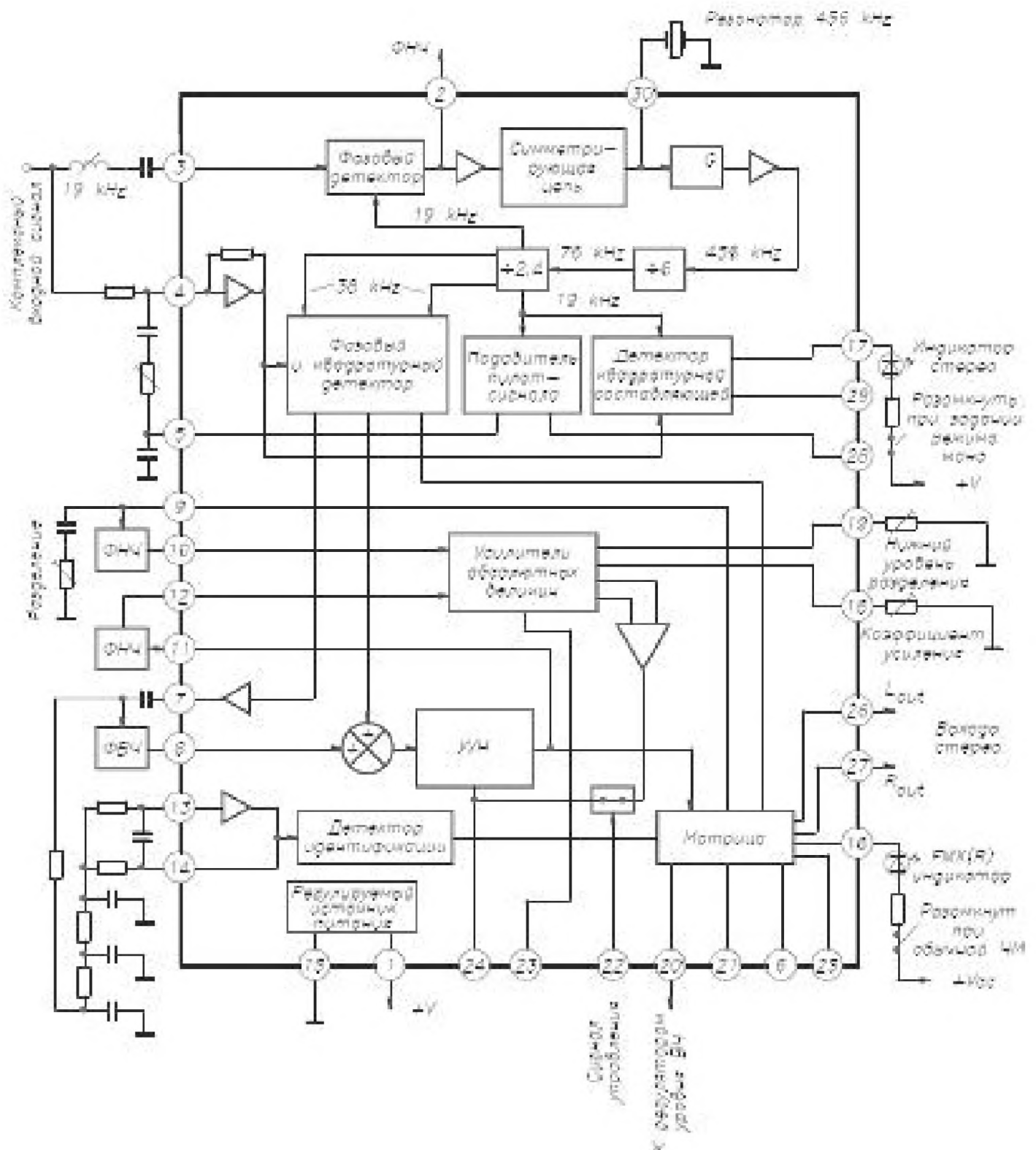


Рис. 2.38. Структурная схема ИС LA3440 для демодуляции сигнала ЧМ и для декодирования сигнала FMX®

L – R. Такая адаптивная система делает теоретически возможным использование любого процесса сжатия и правильного восстановления сигнала L – R. Вместе с тем, рекомендованная характеристика сжатия обеспечивает наибольшее отношение сигнал/шум и одновременно исключает возможность перегрузки модулятора при добавлении сигнала S'.

Первой фирмой по производству интегральной схемы LA3440 демодулятора FMX® стала Sanyo. Некоторое время спустя фирма Samsung выпустила ИС следующего поколения KA1260. На рис. 2.38 показана структурная схема ИС фирмы Sanyo.

На схеме в левом верхнем углу показан вход полного сигнала, который состоит из пяти частотных составляющих:

- сигнал $L + R$;
- пилот-тон на частоте 19 кГц;
- сигнал $L - R$, передаваемый в виде сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей частотой 38 кГц (S);
- сигнал $L - R$, сжатый и затем перенесенный на квадратурную несущую частоту 38 кГц в виде сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей (S');
- тон идентификации FMX[®] частотой 9,9 Гц.

Последовательный LC контур, расположенный перед выводом 3, резонирует на частоте 19 кГц, выделяя тем самым пилот-тон. Вблизи частоты 19 кГц фазовая характеристика контура имеет большую крутизну, поэтому для подстройки фазы используется переменная индуктивность. Вторым входным сигналом фазового компаратора является сигнал на частоте 19 кГц, полученный от ГУН. При синхронизме эти два сигнала на частоте 19 кГц будут находиться в квадратуре, то есть с разностью фаз 90° .

Выходной сигнал фазового компаратора фильтруется по низкой частоте цепью, подключенной к выводу 2, и затем через буферный каскад проходит на симметричную управляемую реактивную цепь. Более подробно управляемые реактивные цепи будут рассмотрены в главе 6. Здесь же отметим, что это цепи, реактивным сопротивлением которых можно управлять с помощью постоянного напряжения. Простейшей такой цепью является варикап. В данном случае к этой цепи подключен керамический резонатор с частотой колебаний 456 кГц (через вывод 30) и ГУН, чтобы не только получить колебания вблизи требуемой частоты, но и иметь возможность электрически точно подстроить их на эту частоту. Керамический резонатор работает по тому же принципу, что и кварцевый, но имеет намного меньшую добротность, поэтому его частота легче изменяется с помощью внешних цепей. В данном случае это именно то, что нужно.

Выходной сигнал ГУН поступает на делитель частоты с коэффициентом деления 6, который выдает сигнал на частоте 76 кГц. Этот сигнал в свою очередь поступает на другой делитель частоты, который создает два сигнала на частоте 38 кГц и два – на 19 кГц, необходимых потому, что требуются сигналы с различными фазами. В п. 2.6.3 уже рассматривался интегральный стереодекодер на основе ФАПЧ. ИС фирмы Sanyo также имеет два сигнала на частоте 19 кГц со сдвигом фаз 90° , и также синфазный детектор, который управляет индикатором стереорежима. В обычной системе на ИС LM1800 формируется только один сигнал на частоте 38 кГц. Но в системе FMX[®] сигнал S' сдвинут по фазе на 90° относительно сигнала S и требует отдельной фазы для своей демодуляции. Часть поделенного по частоте выходного сигнала ГУН на частоте 19 кГц подается через вывод 5 на цепочку, соединенную с входом квадратурного демодулятора (вывод 4). Подстроечный резистор позволяет настроить фазу таким образом, чтобы подавить на этом входе составляющую пилот-тона. Напомним, что его амплитуда – около 10% амплитуды ЧМ сигнала в целом.

Сигнал S от синфазного демодулятора поступает в три различных места назначения:

- непосредственно на выходной блок дематрицирования;
- на внутренний сумматор;
- через фильтр нижних частот на один из двух усилителей абсолютной величины.

Демодулятор выдает также сигнал S' , который, пройдя буферный каскад и фильтр высоких частот для подавления идентификационного тона, поступает на тот же сумматор. На выходе сумматора образуется сигнал $S + S'$. Назначение следующей части схемы в том, чтобы сделать амплитуду суммарного сигнала в точности равной амплитуде сигнала S . На этом этапе устраняется сжатие, примененное к сигналу S' в передатчике. Суммарный сигнал поступает на усилитель, управляемый напряжением (УУН), и на его выходе становится новым сигналом S' . Этот сигнал проходит через фильтр нижних частот, включенный между выводами 11 и 12, и затем попадает на усилитель абсолютного значения.

Выходы двух усилителей абсолютного значения подключены к входам компаратора, выходной сигнал которого через нормально замкнутый ключ поступает на вывод управления усилением УУН. Между этим выводом и общим проводом включен высококачественный конденсатор с малым током утечки, который имеет двойное назначение:

- задает постоянную времени цепи управления усилением УУН;
- если обнаружены признаки одновременного приема нескольких сигналов и поступил сигнал на вывод 22, то нормально замкнутый ключ размыкается, и конденсатор, подключенный к выводу 24, удерживает предыдущее значение управляющего напряжения УУН. Многолучевой прием может быть обнаружен по появлению амплитудной модуляции пилот-тона.

Выходной сигнал УУН, как уже отмечалось, является новым сигналом S' . Он подается на схему дематрицирования вместе с сигналом S и монофоническим сигналом ($L + R$).

Последний оставшийся нерассмотренным большой блок схемы используется для обнаружения идентификационного тона. Сигнал S' с вывода 7 проходит через внешний пассивный RC и внутренний активный фильтры нижних частот второго порядка. Получается, что для выделения идентификационного тона используется ФНЧ четвертого порядка. Выходной сигнал детектора идентификационного тона также подается на схему дематрицирования для автоматического отключения декодирования сигнала FMX[®] в случае отсутствия идентификационного тона.

Приведенное описание ИС LA3440, безусловно, не является исчерпывающим, но можно надеяться, что оно дает представление об идеологии построения ИС и о том, что необходимо предпринять для декодирования сигнала FMX[®].

2.10. Система передачи данных по радиоканалу

Система передачи данных (RBDS) была разработана Национальным комитетом по радиосистемам (НКРС) Ассоциации электронной промышленности и Национальной

ассоциации радиовещателей. Спецификация на эту систему представляет собой весьма объемную публикацию [7]. Назначение системы – предоставить возможность передачи текста или другой информации с использованием несущей сигнала ЧМ.

Аналогичная система, называемая RDS, была введена в Европе почти на 10 лет раньше. Там системой RDS оборудованы автомобильные приемники. Некоторые станции имеют ретрансляторы по всей стране, и когда автомобиль выезжает из зоны действия одного ретранслятора, то для обеспечения оптимального приема система RDS способна автоматически изменить настройку приемника на другой, ближайший ретранслятор. Наличие такой функции наводит на мысль о неограниченных возможностях, которые система RBDS способна предоставить пользователю.

В США еще не введен стандарт на применение системы RBDS. Она может воспроизводить на дисплее названия станции, которую вы слушаете, сведения об исполняемом произведении, а также включать в себя радиопейджинг (радиовывоз), передачу информации о местоположении и др. Правительство намеревается использовать ее как средство для передачи чрезвычайных сообщений. Поскольку информация о станции и ее содержательной направленности обычно включается в состав RDS-кода, то можно представить себе систему, которая позволит приемнику производить поиск только станций, передающих соответствующие вашим интересам программы (классическая музыка, кантри, вестерн и т.д.)¹. На рис. 2.35 видно, что есть еще маленькая неиспользуемая часть спектра полного модулирующего сигнала между 53 и 60 кГц. Эту область и использует система RBDS. Частота пилот-сигнала утраивается и используется в качестве поднесущей частоты для RBDS. Если станция не ведет стереопередач, частота поднесущей остается такой же. Поток цифровых данных модулирует несущую частоту 57 кГц в виде сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей так же, как сигнал SCA (если он присутствует) модулирует по частоте несущую 67,5 кГц. О виде цифрового потока будет рассказано в п. 2.10.3.

На рис. 2.39а показана схема, используемая в передатчике для введения данных RBDS в передаваемый сигнал ЧМ. На рис. 2.39б – схема приемника, необходимая для восстановления этой информации.

При анализе этих схем поток цифровых данных рассматривается только как поток сигналов и не устанавливается, как он создается и куда направляется после восстановления.

2.10.1. Передатчик данных RBDS

Как показано на рис. 2.39а, поток цифровых данных поступает на вход логического элемента «исключающее ИЛИ», а затем на вход D-триггера. Вследствие добавления к этой комбинации обратной связи, данные преобразуются в формат «без возвращения к нулю» БВН (NRZ). Для синхронизации триггера используется частота $f_d = 1187,5$ Гц, получаемая после деления поднесущей 57 кГц на 48.

Данные в формате БВН подвергаются преобразованию формирователем NRZ в последовательность коротких импульсов положительной и отрицательной

¹ Все это уже есть, широко практикуется европейскими радиовещательными ЧМ станциями и начинает внедряться у нас. – *Прим. ред.*

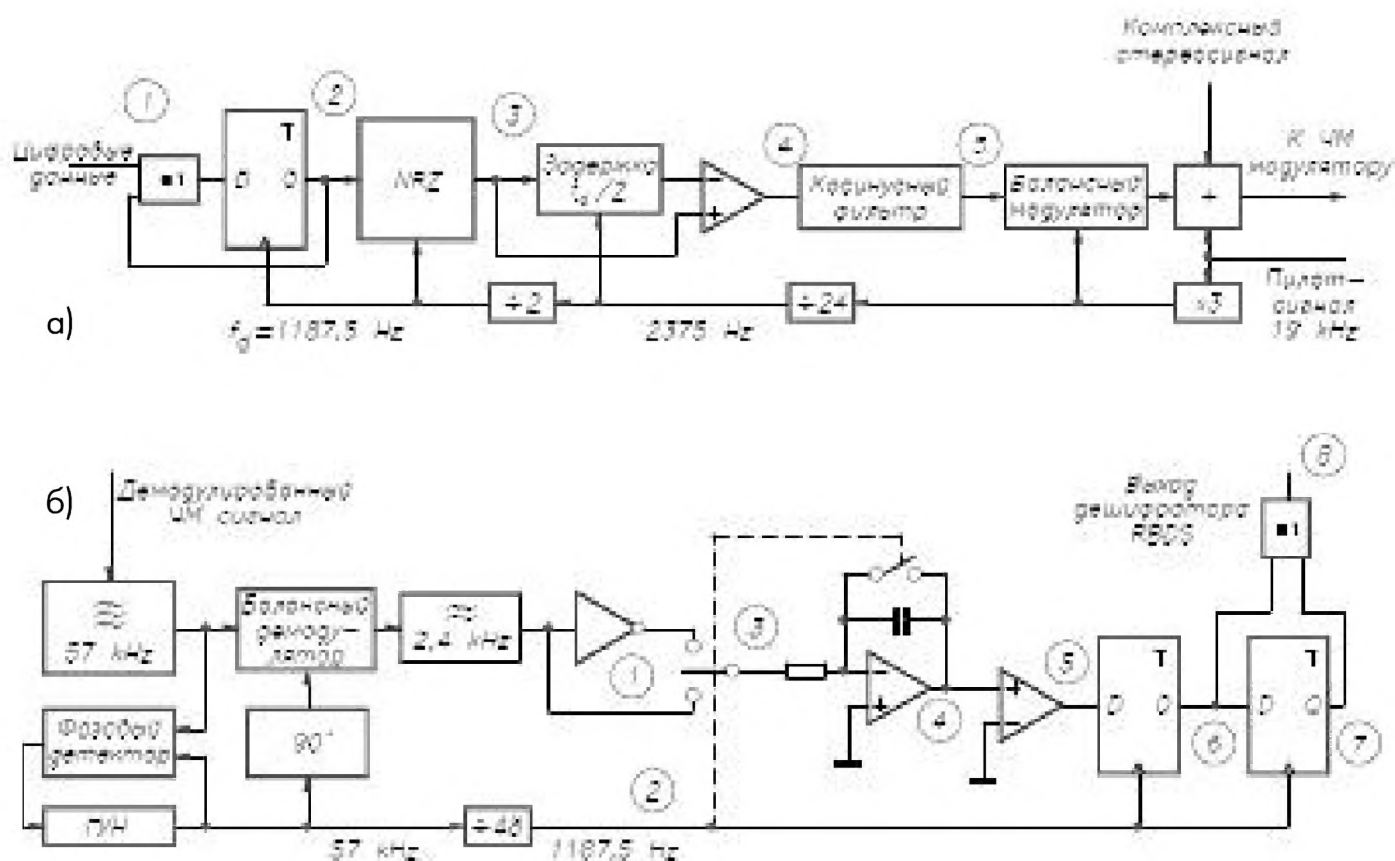


Рис. 2.39. Блок-схемы передатчика и приемника системы передачи данных RBDS: а – передатчик; б – приемник

полярности. В частности, при каждом положительном и отрицательном перепаде сигнала БВН на выходе формируется положительный и отрицательный импульс соответственно, как иллюстрируется временными диаграммами на рис. 2.40¹.

Допустим, что на входе блока задержки (delay $t_d/2$) положительное напряжение, тогда на выходе блока задержки будет нулевое напряжение, потому что в течение предыдущего полупериода не было сигнала на входе. Положительный импульс на входе компаратора вызывает положительный импульс на выходе, но как только он заканчивается, напряжение на выходе тоже исчезает. Однако через промежуток времени $t_d/2$ положительный импульс появится на инвертирующем входе компаратора, но в это время на неинвертирующем входе сигнала не будет, так как этот момент времени находится между тактовыми импульсами

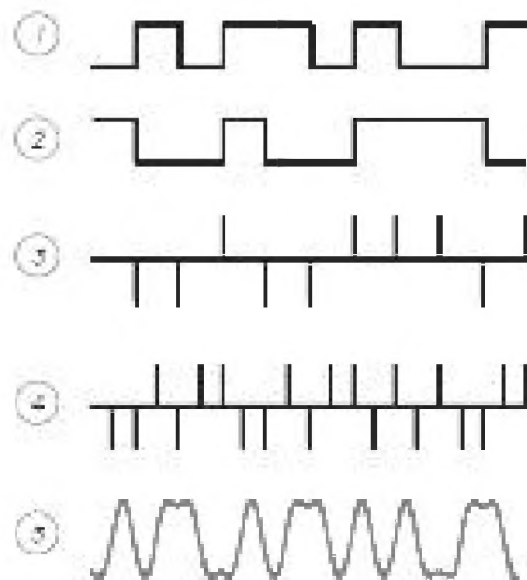


Рис. 2.40. Временные диаграммы для передатчика RBDS. Обведенные кружками цифры соответствуют аналогично пронумерованным точкам на схеме рис. 2.39а

¹ Временная диаграмма 2 не соответствует логике, изображенной на рис. 2.39а входной части схемы, поскольку высокий уровень на выходе элемента «исключающее ИЛИ» появляется только при противоположных входных, а сигнал на выходе D-триггера должен повторять входной с задержкой на t_d . – Прим. ред.

и, следовательно, между импульсами переходов. Таким образом, на выходе компаратора возникнет отрицательный импульс. Если начать с отрицательного импульса на входе, то соответствующий процесс приведет сначала к отрицательному импульсу на выходе компаратора, а затем, с задержкой на время $t_d/2$, – к положительному. В обоих случаях длительность выходных импульсов соответствует длительности входных. Этот процесс в целом называется *двухфазным преобразованием символов*, так как каждое переключение преобразуется в пару импульсов противоположной полярности. Посредством такого громоздкого, как считают многие, способа спектр закодированного сигнала сдвигается в сторону от поднесущей частоты 57 кГц, позволяя избежать перекрестных искажений в стереодекодерах с ФАПЧ.

Последовательность двухфазных импульсов подается на косинусный фильтр, ограничивающий полосу частот и уменьшающий межсимвольные помехи. Для более детального изучения затронутых вопросов читатель может обратиться к учебнику по связи [2].

Выходной сигнал косинусного фильтра и поднесущая частота 57 кГц подаются на балансный модулятор, а выходной сигнал этого блока суммируется со всеми другими составляющими модулирующего сигнала, показанными на рис. 2.35.

2.10.2. Приемник системы передачи данных RBDS

Принятый сигнал ЧМ проходит обычное гетеродинирование, усиление ПЧ, ЧМ демодуляцию, и в результате этих процессов происходит восстановление модулирующего сигнала, который теперь содержит также и информацию системы передачи данных RBDS. Этот комплексный сигнал пропускается через полосовой фильтр со средней частотой 57 кГц для выделения боковых полос сигнала RBDS. Петля ФАПЧ синхронизирована с этим сигналом, чтобы обеспечить работу ГУН на частоте 57 кГц, преобразуемой делителем частоты на 48 в тактовую частоту 1187,5 Гц. Поднесущая 57 кГц сдвигается по фазе на 90° и вместе с боковыми полосами направляется на демодулятор, выходной сигнал которого содержит закодированные данные сигнала RBDS. Они выделяются с помощью фильтра нижних частот с частотой среза 2,4 кГц и подаются на схему инвертирования и коммутации, работающую следующим образом. Если тактовый сигнал положителен, то электронный переключатель находится в нижнем положении и пропускает через себя аналоговый сигнал без изменения знака. Если тактовый сигнал отрицателен, то переключатель находится в верхнем положении, и фаза аналогового сигнала переворачивается. Когда тактовый и аналоговый сигнал данных имеют одинаковый знак, на вход интегратора будет поступать положительное напряжение. Когда их знаки противоположны, на входе интегратора будет отрицательное напряжение. В этом можно убедиться, исследуя временные диаграммы на рис. 2.41.

Интегратор является инвертирующим, поэтому он изменяет полярность входного сигнала и создает нарастающее пилообразное напряжение одной или другой полярности в течение каждого цикла тактового сигнала. При каждом отрицательном перепаде тактового сигнала электронный ключ замыкает накоротко интегрирующий конденсатор, возвращая выходное напряжение интегратора к 0. Ключ замыкается

на достаточно короткое время, так что напряжение успевает достичь 0, кроме тех случаев, когда оно проходит через 0 вследствие изменения знака сигнала на входе.

Выходной сигнал интегратора подается на вход компаратора, сравнивающего его с нулевым напряжением, а затем на два последовательно соединенных D-триггера, выходы которых подключены к входам схемы «исключающее ИЛИ». На выходе этой схемы сигнал появляется только тогда, когда выходные сигналы триггеров имеют противоположный знак.

2.10.3. Формат кодирования данных

Данные кодируются группами по 104 бита. Каждая группа разбита на четыре блока по 26 бит. Далее идет разбивка на слова: 16 бит информации и 10 бит контрольное слово. Обычно в каждом блоке закодирована разная информация.

Блок 1

Все 16 бит информации заняты идентификационным кодом программы (PI). Лучше было бы называть его идентификационным кодом станции, так как в нем содержится ее название и другая информация, например, нет ли второй станции, передающей ту же программу.

Блок 2

Первые четыре бита называются кодом группы. Это очень важный блок кода. В нем закодировано, какая из 16 возможных функций или наборов функций передается в данный момент. Например, код группы 0100_2 означает, что передается информация о времени и дате. Код 1001_2 используется для чрезвычайных сообщений. Безусловно, детальное рассмотрение назначения всех 16 битов для всех четырех блоков всех 16 кодов групп вышло бы далеко за рамки задач данной книги. Ограничимся рассмотрением формата группы 0000_2 , которая называется «Основная информация о настройке и переключении».

Пятый бит определяет версию кода. Большая часть кодов групп имеет две версии (А и В). Для группы 0 версия В может использоваться только в том случае, если данная программа не имеет альтернативных частот. Версия А обычно применяется при альтернативных частотах приема.

Биты 6 и 12 называются соответственно кодом дорожной информации и кодом передачи дорожных объявлений. Первый указывает на то, что эта станция предоставляет дорожную информацию, а второй – что информация передается в настоящий момент.

Биты с 7 по 11 содержат код типа программы (PTY-коды). В этих пяти битах можно закодировать 32 возможных типа станций. В настоящее время задействовано уже 25 из них.

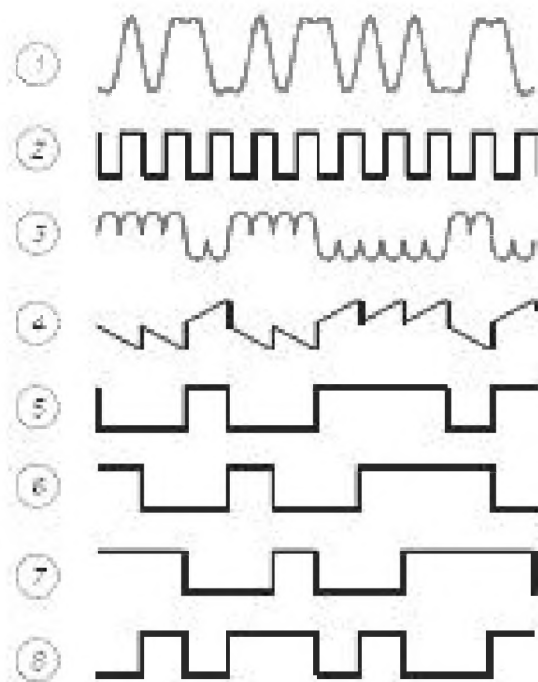


Рис. 2.41. Временные диаграммы для приемника сигналов системы RBDS. Обведенные кружками цифры около диаграмм соответствуют аналогично пронумерованным точкам на схеме рис. 2.396

Бит 13 – код переключения музыка/речь.

Бит 14 фактически является частью четырехбитного кода, распределенного по одному биту в этой позиции в каждой из четырех последовательных групп. Он называется контрольным идентификационным кодом декодера (DI-кодом).

Биты 15 и 16 указывают, какой из четырех бит в контрольного идентификационного кода декодера включен в принимаемый в данный момент блок.

Блок 3

Для кода версии В блок 3 дублирует информацию идентификационного кода программы, уже переданную в блоке 1. Для кода версии А в третьем блоке записываются два 8-битовых числа, определяющих альтернативные частоты, на которых может быть найдена принимаемая в настоящее время программа. Версия А кода группы 0 называется «группой типа 0А».

Блок 4

Эти 16 бит разбиты на два 8-битовых символа, составляющих часть идентификационного кода радиосети, в которую входит данная передающая станция. Каждая группа из 104 битов содержит два символа этого кода в блоке 4. После того как четыре группы приняты, цикл завершается и все восемь символов могут быть выведены на дисплей. Затем такая же передача повторяется для следующих четырех групп. Биты 15 и 16 блока 2 используются в качестве указателя того, какая часть распределенного DI-кода передается, какие из символов сообщения программной службы передаются в блоке 4 каждой из четырех последовательных групп. На рис. 2.42 показано, как распределяется эта информация.

Группа 1	00	1	2
Группа 2	01	3	4
Группа 3	10	5	6
Группа 4	11	7	8

Рис. 2.42. Структура блока информации RBDS, содержащего код сообщения программной службы. Для упрощения на диаграмме не показаны 10-битовые контрольные слова, сопровождающие каждые 16 бит данных. Контрольные слова располагаются там, где показаны штриховые линии. Цифровые коды, показанные в битах 15 и 16 блока 2, определяют, какие два из восьми слов кода сообщения программной службы расположены в блоке 4 данной группы

Литература

1. Chirlian P. Analysis and Design of Integrated Electronic Circuits. – New York: Harper and Row, 1981, p. 1007–1011.
2. Couch II L. W. Digital and Analog Communication System. 2nd ed. – New York: Macmillan Publ. Co, 1987, p. 157–161.
3. Gardner F. Phaselock Techniques. – New York: Wiley, 1966.
4. Haykin S. Communications Systems. 2nd ed. – New York: Wiley, 1983, p. 89.
5. Krauss H. L., Bostian C. W. and Raab F. H. Solid State Radio Engineering. – New York: Wiley, 1980, p. 309.
6. Millman J. and Grabel A. Microelectronics. 2nd ed. – New York: McGraw-Hill, 1987, p. 46.
7. National Radio Systems Committee. United States RBDS Standard. – 1993, p. 1–104.
8. Sedra A. S. and Smith K. C. Microelectronic Circuits. 3rd ed. – Philadelphia: Saunders College Publishing, 1991, p. 344.

9. Signetics Corporation 1972. Linear Phase Locked Loops Application Book, Sunnyvale, CA: Signetics Corporation.
10. Signetics Corporation. Linear LCI Data and Applications Manual, Sunnyvale, CA: Signetics Corporation, 1985, p. 9–127.
11. Taub H. and Schilling D. L. Principles of Communications Systems. – New York: McGraw-Hill, 1971, p. 149–150.
12. Torick E. and Keller T. Improving the Signal-to-Noise Ratio and Coverage of FM Stereophonic Broadcasts. J. Audio Eng. Society. – 33(12): 939 – 1985.

3. СХЕМЫ СОВРЕМЕННЫХ ПРИЕМНИКОВ

3.1. Приемник с диапазонами АМ и ЧМ

В этом разделе будет рассмотрен приемник фирмы Sony типа Walkman, рассчитанный на работу с неотделяемыми от приемника стереофоническими наушниками, соединительный провод которых используется в качестве ЧМ антенны. Схема приемника показана на рис. 3.1.

Как показано в правом нижнем углу схемы, выводы телефона каждого из каналов соединены с общим проводом через общую индуктивность L7, которая имеет реактивное сопротивление около 1,4 кОм в диапазоне ЧМ и менее 1 Ом на звуковых частотах. Таким образом, один вывод каждого телефона заземлен по переменному току для звуковых частот, но на индуктивности L7 образуется значительный сигнал ЧМ, который через конденсатор C39 подается на РЧ вход приемника. Реактивное сопротивление этого конденсатора в диапазоне ЧМ меньше 50 Ом. Диоды D1 и D2 защищают микросхему IC1 от перегрузки. При приеме удаленных станций переключатель S1-1 находится в положении FM STEREO DIST и подключает цепь ЧМ антенны напрямую к полосовому фильтру (BPF). При местном приеме (FM STEREO LOCAL) подключение происходит через резистор R16, ослабляющий сильный местный сигнал. Когда переключатель находится в положении АМ, конденсатор C1 заземляет по переменному току любой сигнал ЧМ, принятый ЧМ антенной. В режиме ЧМ постоянный потенциал на этом проводе равен 0,85 В, но при положении АМ переключателя S1-1 он становится равным 0. Этот провод связан с внутренним регулятором напряжения микросхемы IC1 и является линией управления отключением. На вход регулятора (VOLTAGE REG) поступает напряжение 3 В (вывод 26 IC1). На выводе 8 поддерживается стабилизированное напряжение 1,3 В, когда напряжение на выводе 15 имеет нормальное значение 0,85 В (для режима ЧМ). В режиме АМ вывод 15 заземляется и напряжение на выходе регулятора выключается, снимая питание с входного блока ЧМ (FM FRONT END) микросхемы IC1. Линию питания этого блока шунтируют

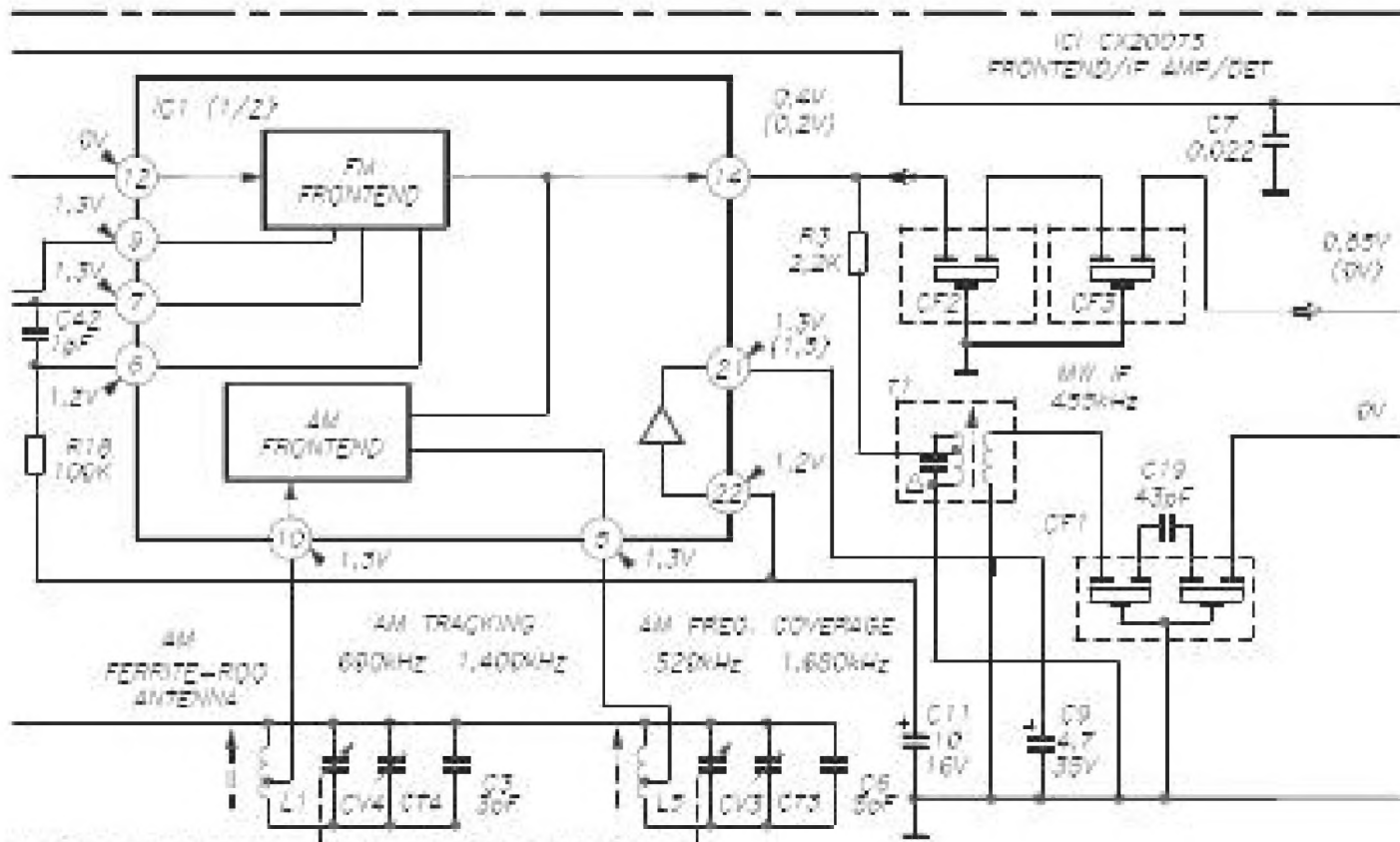
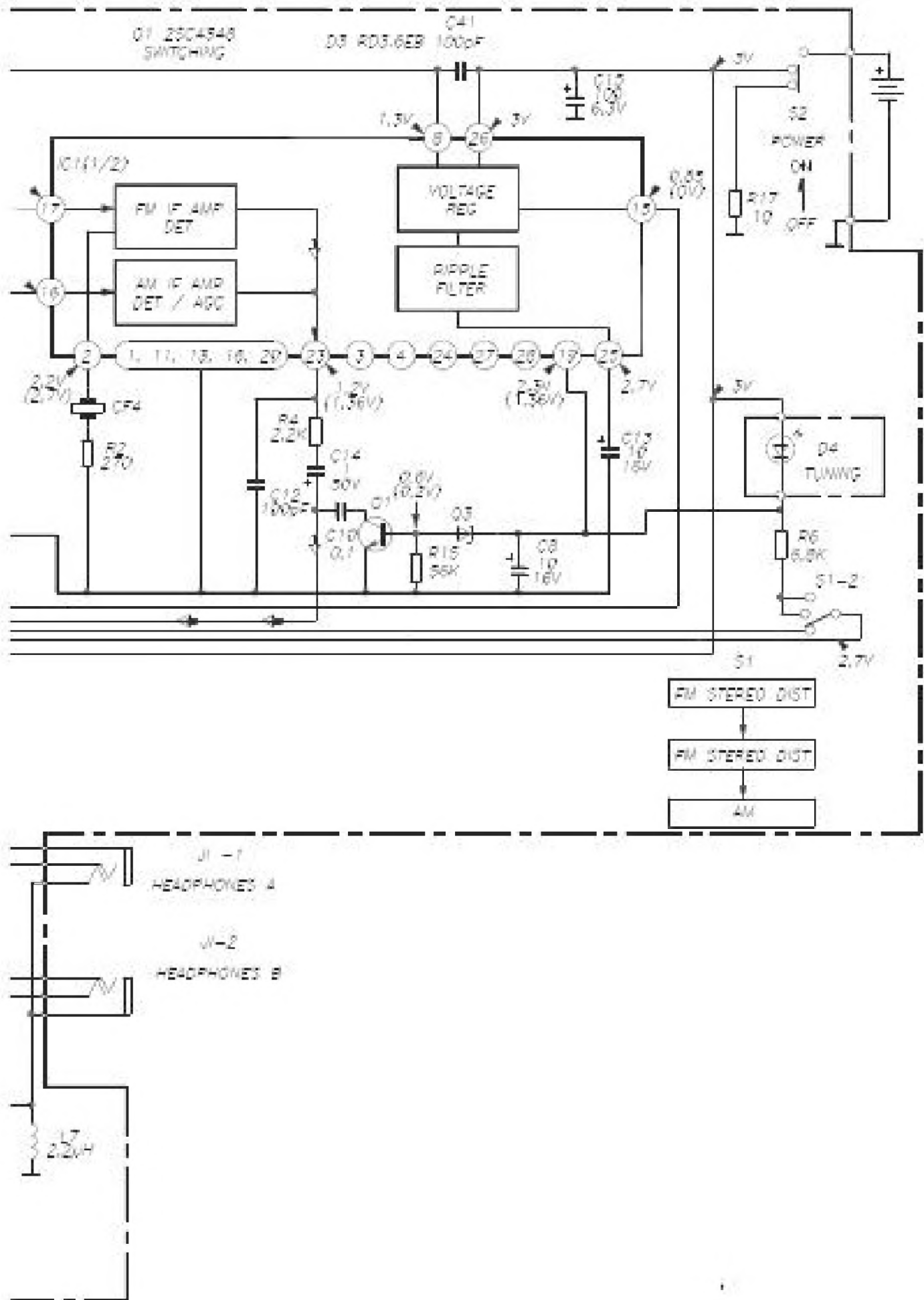


Рис. 3.1. Полная схема приемника SRF-33 W типа Walkman фирмы Sony (продолжение)



по переменному току на общую шину конденсаторы С2 и С40. Заземленный по переменному току вывод каждого параллельного резонансного контура подсоединен к шине стабилизированного напряжения питания 1,3 В. Таким образом, они заземлены по переменному току, но не заземлены по постоянному. Такое схемное решение уже встречалось в приемнике прямого усиления (ZN414), описанном в главе 1.

На входной блок АМ (АМ FRONTEND) микросхемы IC1 поступает сигнал от ферритовой антенны, являющейся одновременно индуктивностью для входного резонансного контура АМ.

Можно с уверенностью предположить, что входные блоки как диапазона АМ, так и диапазона ЧМ, включают в себя гетеродин и смеситель, а блок ЧМ – и каскад УРЧ. В то время, когда разрабатывался этот приемник, аналоговый интегральный входной блок ЧМ был еще редкостью из-за слишком высоких частот, но сейчас имеется большое количество ИС, способных выполнять эту функцию. Установленная в этом приемнике ИС CX20075 была очень сложной для своего времени. Она включала все необходимое, кроме резонансных контуров, чтобы, получив сигнал от антенны, довести его до выхода детектора.

Среди элементов межкаскадной связи этого приемника есть керамические фильтры (см. раздел 3.2). После них сигнал снова входит в микросхему IC1, проходит через соответствующий усилитель ПЧ и детектор (FM/AM IF AMP, DET) и выходит через вывод 23. Затем сигнал проходит мимо коллектора транзистора Q1. Если транзистор открыт, то он подключает шунтирующий конденсатор между сигнальным и общим проводом, по существу вводя фильтр НЧ на пути звукового сигнала.

Упражнение 3.1. Определите частоту среза ФНЧ, образующегося при насыщении транзистора Q1.

Если проверить потенциалы на базе этого транзистора, видно, что он будет открыт в режиме ЧМ и закрыт в режиме АМ. Таким образом, транзистор Q1 выполняет функцию, похожую на бесшумную настройку (при ненастроенном приемнике он просто срезает высокочастотные составляющие шумов, которые содержат наибольшую часть мощности звука).

Продетектированный АМ или ЧМ сигнал подается на микросхему стереодекодера. Она работает совершенно аналогично ИС LM1800, описанной в главе 2. Если переключатель S1-2 установлен в положение АМ, то вывод 7 этой микросхемы подключен к шине 2,7 В, а вывод 7 соединен со входом *триггера Шмитта* в IC2, который выключает стереодекодер и пропускает звуковой сигнал со входа микросхемы непосредственно на два ее выхода. В положении ЧМ триггер Шмитта управляется синфазным детектором, выходной сигнал которого, очевидно, уменьшается при увеличении амплитуды пилот-сигнала.

Выходные сигналы этой микросхемы через регулятор громкости (VOLUME) подаются на ИС стереоусилителя IC3. Как это часто бывает, входы и выходы ее усилителей привязаны по уровню к половине напряжения питания. RC-фильтр нижних частот на выходе каждого канала служит для ослабления любых мощных

высокочастотных колебаний, которые могли бы попасть в наушники. Последовательно включенные индуктивности служат той же цели¹.

3.2. Керамические фильтры

Предназначение этих фильтров то же, что и у трансформаторов ПЧ. Их все больше используют в связи с малыми размерами и небольшой стоимостью. Кроме того, их качественные параметры сравнимы с параметрами трансформаторов ПЧ, а так как они ненастраиваемые, то исключается этап наладки. Единственный их недостаток – вносимые потери 5–6 дБ, а это больше, чем у трансформаторов. Однако при использовании интегральных схем такие потери могут быть скомпенсированы усилением, поэтому ослабление сигнала не является большой проблемой.

3.3. Настройка с помощью варакторов

Варакторы (варикапы или конденсаторы, управляемые напряжением) – это фактически диоды, работающие в области обратного смещения. Барьерная емкость варикапа зависит от напряжения обратного смещения следующим образом:

$$C_d = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{2q\epsilon}{(\psi_0 + |V_R|)(1/N_A + 1/N_D)}},$$

где A – поперечное сечение р-п перехода, q – заряд электрона, ϵ – диэлектрическая проницаемость полупроводника, ψ_0 – высота барьера при нулевом смещении в вольтах, N_A – плотность акцепторов в р-области, N_D – плотность доноров в п-области, V_R – напряжение обратного смещения.

Первые варикапы имели небольшую емкость и небольшой диапазон перестройки. Емкость может быть увеличена за счет сильного легирования обеих сторон перехода. Но это приведет и к увеличению максимального электрического поля в переходе при заданном обратном смещении и тем самым ограничит диапазон напряжений обратного смещения, не приводящих к пробоему перехода. Ограничение диапазона напряжений приведет к ограничению диапазона изменения барьерной емкости. Поэтому лучшим способом увеличения емкости с хорошей перестройкой при изменении V_R , является увеличение площади перехода. В настоящее время существуют варакторы с максимальной емкостью, значительно превышающей 100 пФ, что делает их пригодными для настройки приемников диапазона АМ.

¹ Вероятно, не совсем так. В правильно спроектированном усилителе звуковой частоты не может быть мощных высокочастотных колебаний. На самом деле ИС стереоусилителя для стабильной работы требуют активной нагрузки, которую телефоны, обладая некоторой индуктивностью, обеспечить не могут. RC цепочки корректируют полное сопротивление нагрузки. Индуктивности L8 и L9 служат той же цели, что и L7, – они не позволяют замыкаться высокочастотным токам, наведенным принимаемым сигналом в телефонном шнуре-антенне. – *Прим. ред.*

С момента своего появления варикапы всегда находили применение в различных устройствах. В самом важном из них варикап используется в качестве элемента замкнутой цепи обратной связи. С началом использования кварцевого синтезатора частоты и варикапов в настройке были установлены новые стандарты ее надежности и точности.

3.4. Настройка с помощью кварцевого синтезатора частоты

Одно из выдающихся изобретений, в котором появилась настройка бытовой электроники с помощью *кварцевого синтезатора частоты*, – «компьютерный ЧМ тюнер», как назвала его компания Heath. На рис. 3.2 показана блок-схема части этого приемника.

Эта схема является, в сущности, распределенной петлей ФАПЧ, которая стремится уравнивать частоты на двух входах фазового детектора. *Программируемый делитель частоты* делит входную частоту на любое целое число в интервале от 494 до 593. Аналитически эта схема описывается уравнением

$$\frac{f_G}{8n} = \frac{f_Q}{4},$$

или $f_G = 2nf_Q$, где f_G – частота гетеродина, f_Q – частота кварцевого генератора и ($494 < n < 593$). Так как $f_Q = 0,1$ МГц, то $f_G = 0,2n$ МГц.

Если $n = 494$, то $f_G = 98,8$ МГц, а если $n = 593$, то $f_G = 118,6$ МГц. Таким образом, выбор пользователем числа n определяет частоту гетеродина. Разумеется, на выходе смесителя не будет никакого выходного сигнала, если на его вход не подается также сигнал ВЧ, отстоящий на 10,7 МГц от частоты гетеродина¹. Конечно, пользователю не приходилось программировать число n . Один из трех программных режимов позволял вводить частоту станции с клавиатуры, подобной клавиатуре калькулятора. Имелись также три предварительно установленные частоты, каждую из которых можно было выбрать нажатием одной кнопки. Кроме того, предусматривался режим поиска: в нем производилось сканирование диапазона, которое останавливалось на каждой станции, обеспечивающей хороший сигнал.

Может возникнуть вопрос, почему на верхнем пути сигнала на рис. 3.2 не используется делитель с фиксированным коэффициентом деления на 2 вместо делителя на 8. Это позволило бы исключить в нижней ветви делитель на 4. Тогда условия равновесия ФАПЧ имели бы вид

$$\frac{f_G}{2n} = f_Q \text{ или } f_G = 2nf_Q.$$

Такой же результат получается и в используемой схеме. Этот вариант не был принят потому, что для его реализации потребовалось бы увеличить рабочую

¹ Здесь автор ошибается. Все без исключения сигналы, поступающие на вход смесителя, создают на его выходе продукты преобразования. Сигналы же с промежуточной частотой 10,7 МГц выделяются благодаря селективности тракта ПЧ, которую, кстати, автор совершенно недооценил при описании пьезокерамических фильтров. – *Прим. ред.*

частоту программируемого делителя в четыре раза. Она оказалась бы в интервале 49,4–59,3 МГц. Такие частоты лежат за пределами рабочего диапазона стандартных схем TTL, а современные высокоскоростные версии TTL тогда еще не были созданы.

Средствами современной схемотехники аналогичное устройство можно выполнить на одной ИС, которая может работать на частотах до 120 МГц. Это стало возможным благодаря двум новым технологиям:

- использованию эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) во входном блоке;
- предварительному делителю частоты с двумя коэффициентами деления.

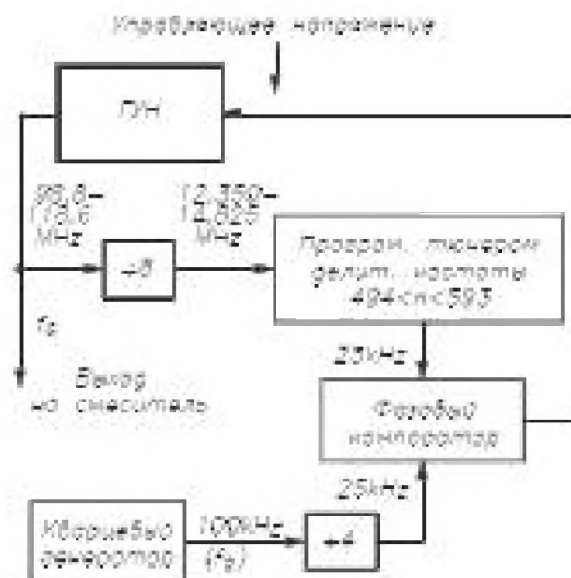


Рис. 3.2. Структурная схема синтезатора частоты «компьютерного» тюнера фирмы Heath

3.5. Предварительный делитель частоты с двумя коэффициентами деления

Предварительный делитель частоты (ПДЧ) с двумя коэффициентами деления является ключевым модулем высокоскоростных программируемых счетчиков, используемых в настоящее время во входных блоках приемников с кварцевой настройкой. Собственно ПДЧ построен по технологии ЭСЛ, поэтому он может работать на частотах, значительно превышающих 100 МГц. Это позволяет использовать его как в диапазоне ЧМ, так и в диапазоне АМ. Схема состоит из трех главных функциональных блоков. Кроме того, к ней добавляются переключатели, преобразователи уровня ЭСЛ-TTL и в большинстве случаев микропроцессор, который преобразует информацию о настройке, вводимую пользователем, в команды, необходимые для делителей. Связь между блоками показана на рис. 3.3.

«Гложающий» счетчик (Swallow) назван так потому, что он забирает один импульс из входной последовательности f_{in} каждый раз, когда ПДЧ проходит цикл счетной последовательности. На практике последовательностью f_{in} может быть выходной сигнал гетеродина f_G , согласованный так, чтобы его можно было подать на вход ПДЧ, созданного по технологии ЭСЛ. Выходной сигнал должен иметь фиксированную опорную частоту f_{ref} , которая сравнивается с поделенной частотой кварцевого генератора, как показано на рис. 3.4. Последний является обобщенной версией рис. 3.2.

Когда петля ФАПЧ находится в синхронизме, то $f_{out} = f_{ref}$. Обращаясь к рис. 3.3, отметим, что в начале цикла выполняются следующие условия:

- ПДЧ с двумя коэффициентами деления с помощью сигнала управления установлен в режим большего коэффициента деления;
- счетчик Swallow начинает счет с предустановленным состоянием выхода;
- главный счетчик также начинает счет с предустановленным состоянием выхода.

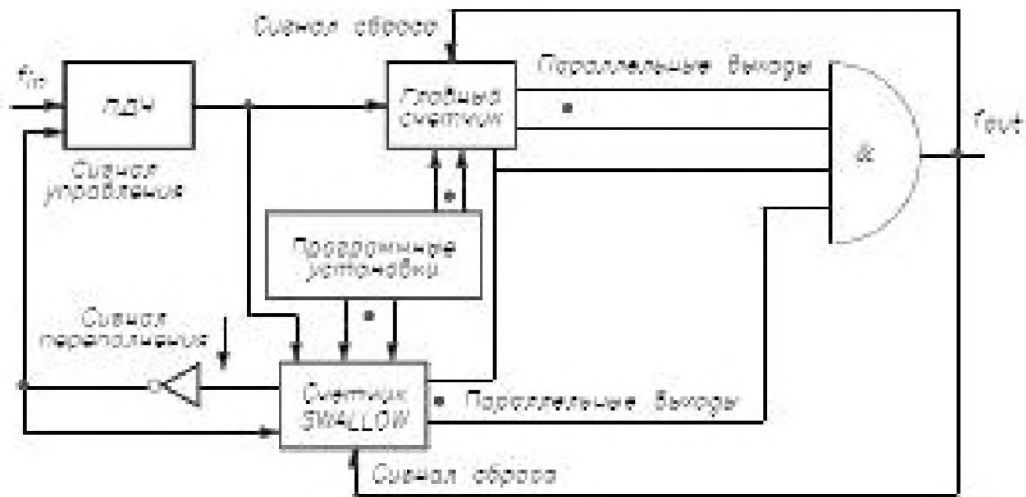


Рис. 3.3. Высокоскоростной программируемый счетчик с предварительным делителем частоты с двумя коэффициентами деления

Такое состояние продолжается до тех пор, пока все выходы счетчик Swallow не примут значение логической единицы. В этот момент возникает выходной сигнал переполнения, что приводит к следующим двум событиям:

- ПДЧ переходит от большего коэффициента деления к меньшему;
- счетчик Swallow выключается. Все его выходы остаются в состоянии 1 до следующего сброса счетчиков.

ПДЧ, работающий с меньшим коэффициентом деления, продолжает давать приращения на главный счетчик до тех пор, пока все его выходы не примут значение логической единицы. В этот момент все входы логического элемента «И» примут значение единицы, и на его выходе возникнет сигнал, который вызовет сброс обоих счетчиков, начиная тем самым новый цикл.

Дает ли эта последовательность какую-нибудь пользу? Чтобы понять, как она применяется, обратимся к примеру, который хорошо иллюстрирует основные принципы.

Три главных блока на рис. 3.3 могут быть обозначены так, чтобы отразить диапазон счета или логические состояния, как это показано на рис. 3.5.

Блок $\div 3,4$ – это ПДЧ с двумя коэффициентами деления. Предполагается, что если линия управления коэффициентом деления имеет высокий уровень, то он будет делителем на 4, а если низкий уровень, то на 3. Главный счетчик должен быть счетчиком по модулю 3, поэтому в него загружается в параллельном виде дополнение этого числа до единиц, то есть устанавливается в состояние 00_2 . Счетчик Swallow должен работать по модулю 2, поэтому устанавливается в состояние 01_2 . Таким образом, в начале цикла ПДЧ находится в режиме большого коэффициента деления частоты, как показано на рис. 3.6а.

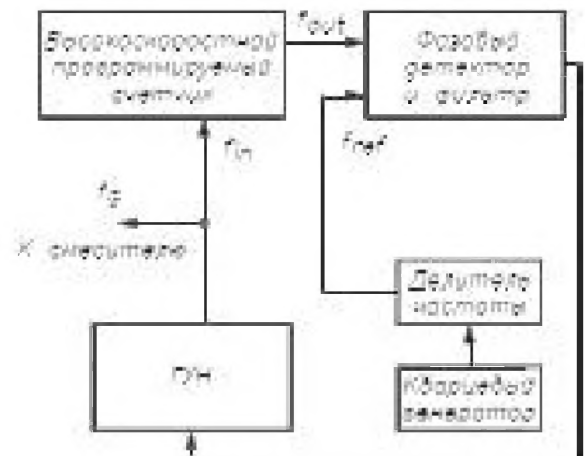


Рис. 3.4. Структурная схема, показывающая использование высокоскоростного программируемого счетчика в контуре синтеза частоты

После четырех входных импульсов ПДЧ выдаст импульс, который даст приращение главному и «глотаящему» счетчикам (рис. 3.6б). После следующих четырех импульсов (всего восьми) возникнет ситуация, изображенная на рис. 3.6в. Однако все выходы счетчика Swallow находятся в состоянии логической единицы, поэтому коэффициент деления ПДЧ уменьшается до трех, а счетчик Swallow выключается (рис. 3.6г). После следующих трех импульсов (всего 11) возникает ситуация, изображенная на рис. 3.6д, когда логический элемент «И» выдает импульс, перезагружает главный и «глотаящий» счетчики и восстанавливает коэффициент деления частоты ПДЧ, равный четырем. Следовательно, один цикл закончился, и мы возвращаемся к ситуации, изображенной на рис. 3.6а. В итоге получился счетчик-делитель на 11.

В связи с этим результатом можно сделать следующие замечания:

- эта схема могла бы быть выполнена на одном счетчике с коэффициентом деления 11 по технологии ЭСЛ, но он не оказался бы столь легко программируемым и потреблял бы больше энергии;
- по технологии ЭСЛ нужно выполнить только ПДЧ, а оставшаяся часть схемы будет хорошо работать на элементах ТТЛШ;
- хотя используется пять счетных каскадов для получения деления на 11, это все же довольно эффективное решение с точки зрения использования аппаратных



Рис. 3.5. Блочное представление высоко-скоростного программируемого счетчика, использующего ПДЧ с двумя коэффициентами деления. На блоке слева указаны два возможных значения коэффициентов деления для ПДЧ, на двух других – предварительно устанавливаемые значения для главного счетчика (3 по модулю 10 соответствует 11 по модулю 2) и счетчика Swallow (2 по модулю 10 соответствует 10 по модулю 2)

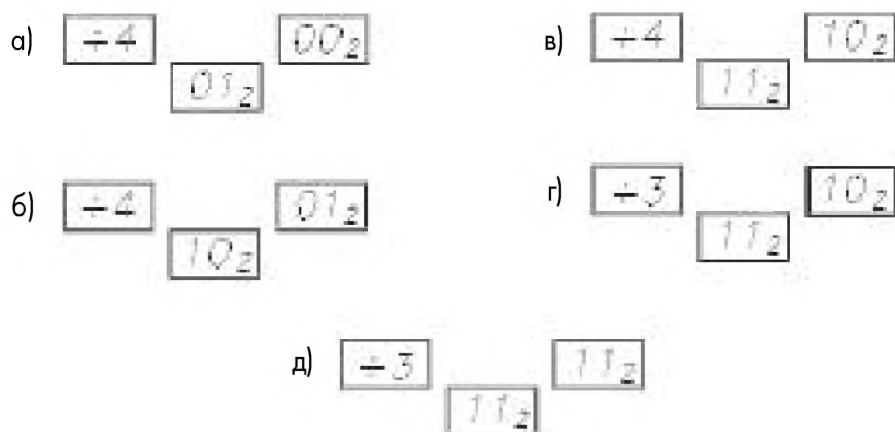


Рис. 3.6. а – ситуация, соответствующая рис. 3.5, до поступления входных импульсов; б – состояние после того, как пришли четыре импульса, а главный и «глотаящий» счетчики получили по одному импульсу; в – состояние после прихода еще четырех импульсов (всего 8); г – все выходы «глотаящего» счетчика находятся в состоянии логической единицы, поэтому коэффициент деления ПДЧ уменьшается до трех, а «глотаящий» счетчик выключается; д – состояние после прихода еще трех импульсов (всего 11). Все выходы главного и «глотаящего» счетчиков находятся в состоянии логической единицы. Это вызывает импульс, перезагружающий главный и «глотаящий» счетчики их предустановленными значениями. Цикл повторяется

ресурсов, поскольку минимумом в данном случае является четыре каскада независимо от способа решения задачи;

- общее выражение для N (если $f_{\text{OUT}} = f_{\text{in}}/N$) имеет вид

$$N = N_{\text{PS}}N_{\text{M}} + N_{\text{S}},$$

где N_{PS} – меньший коэффициент деления частоты ПДЧ, N_{M} – требуемый коэффициент деления частоты главного счетчика (в который загружается с помощью параллельного ввода дополнение до единиц), N_{S} – требуемый коэффициент деления частоты счетчика Swallow (тоже загружаемый дополнением до единиц).

В нашем случае $11 = 3 \times 3 + 2$;

- счетчик Swallow забирает один импульс из четырех, находясь в режиме большего коэффициента деления частоты. По существу, он запрограммирован на количество импульсов, которое должно быть «проглочено» в течение каждого цикла. Когда это сделано, коэффициент деления уменьшается до трех, и «глотание» больше не производится до повторения цикла. Необходимость в применении «глотающего» счетчика можно понять из следующего рассуждения. Предположим, что фиксированный ПДЧ, за которым следует программируемый делитель, имеет коэффициент деления 10. Тогда $N = 190, 200, 210 \dots$ при установке программируемого делителя на 19, 20, 21... Коэффициенты деления частоты между этими значениями не доступны в такой системе. Если вместо этого использовать ПДЧ с двумя коэффициентами деления частоты и в нем будет присутствовать «глотающий» счетчик с $N_{\text{S}} \leq 9$, то он сможет забирать от 0 до 9 единиц, добавляя тем самым все целочисленные значения коэффициента деления между двумя соседними значениями N из набора обычного счетчика. Можно добиться того же, добавив еще один декадный делитель последовательно с ПДЧ и программируемым делителем, но это уменьшило бы f_{out} в 10 раз и потребовало дополнительного деления на 10 частоты опорного генератора. Результатом такого снижения опорной частоты было бы увеличение времени захвата, что крайне нежелательно;
- если каскады счетчиков являются двоично-десятичными, а не двоичными, они должны загружаться дополнением требуемого коэффициента деления до девяток;
- расчетные соотношения следующие:

$$N_{\text{S}} < N_{\text{M}},$$

$$N_{\text{ps}} \leq N_{\text{M}} + 1.$$

- «глотающий» счетчик удобно считать ответственным за младшие биты, а главный – за старшие биты программируемого счетчика.

Упражнение 3.2. Каким будет коэффициент деления N для делителя, рассмотренного на рис. 3.5, если в главный счетчик загружено 01_2 ?

Упражнение 3.3. Придумайте счетчик с коэффициентом пересчета 200, использующий ПДЧ с двумя коэффициентами деления с наименьшим количеством деталей. Какой минимальный коэффициент деления он может обеспечить?

Упражнение 3.4. Синтезатор AM/ЧМ DS8907 фирмы National Semiconductor имеет в своем составе 13-битную ключевую схему с фиксацией состояния для передачи программируемой информации на 13-битный счетчик. Можно считать, что шесть младших битов относятся к «глотающему» счетчику, а старшие биты – к главному. Для режима ЧМ коэффициент пересчета равен 63, 64. Предположим, что мы хотим использовать эту ИС в системе, показанной на рис. 3.4, и опорная частота равна 25 кГц, что вполне подходит для данной ИС. Определите предварительно устанавливаемые значения главного и «глотающего» счетчиков для крайних точек диапазона ЧМ (87,9 и 107,9 МГц).

3.6. Входной каскад на основе двухзатворного полевого транзистора

На рис. 3.7 показан блок усилителя ВЧ радиоприемника RJ-3050 фирмы Panasonic. Приемник работает в диапазоне СВ (Citizen's Band) – гражданской радиосвязи.

Активное устройство на рис. 3.7 называется *двухзатворным полевым транзистором* (MOSFET). Существует особая причина для использования в этом усилителе двухзатворного полевого транзистора. Вспомним, что существует эффект Миллера, обусловленный паразитными емкостями C_{μ} в биполярном транзисторе или на C_{gd} в полевом транзисторе и резко уменьшающий произведение коэффициента усиления на полосу частот. Вполне естественно желание уменьшить C_{gd} при работе на высоких частотах. В двухзатворном полевом транзисторе затвор G_1 расположен ближе к истоку, а затвор G_2 – ближе к стоку. Затвор G_2 поддерживается при относительно стабильном смещении (на него поступает напряжение АРУ), экранируя тем самым затвор G_1 от стока и делая емкость C_{gd} очень малой. Резистор 430 Ом и конденсатор 0,22 мкФ осуществляют развязку источника питания от цепи стока. Для улучшения частотной избирательности приемника используются каскадно включенные резонансные контуры¹.

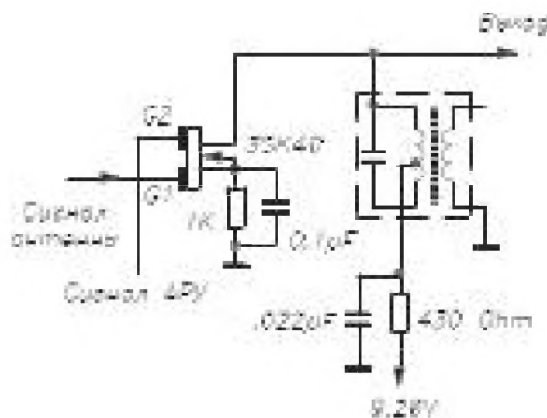


Рис. 3.7. Усилитель ВЧ на основе двухзатворного полевого транзистора (MOSFET)

3.7. Двойное преобразование частоты

Двойным преобразованием частоты называется использование двух гетеродинов и смесителей. Такая схема обычно применяется в лучших СВ и связных приемниках, потому что она улучшает подавление зеркального канала. В частности, перенос сигнал с частоты 27 МГц на частоту 455кГц в одном процессе преобразования, требует

¹ Вероятно, автор имеет в виду двухконтурные полосовые фильтры. – Прим. ред.

гетеродина на частоте 27,455 МГц. Но сигнал на частоте 27,910 МГц зеркального канала (вне диапазона СВ) тоже дает разностный сигнал на частоте 455 кГц, который проходит через усилитель ПЧ. К тому же частоты 27 МГц и 27,91 МГц достаточно близки друг к другу, и резонансный контур, настроенный на 27 МГц, может иметь значительное пропускание на частоте 27,91 МГц.

При двойном преобразовании операция первого гетеродинирования переносит сигнал вниз по частоте примерно на отметку 10,7 МГц, а второго – на 455 кГц. При настройке приемника на 27 МГц в этой системе используется сигнал гетеродина на частоте 16,3 МГц, чтобы получить выходной сигнал смесителя на частоте 10,7 МГц. Зеркальный сигнал на частоте 5,6 МГц также даст выходной сигнал на частоте 10,7 МГц, но в этом случае частоты 27 и 5,6 МГц находятся далеко друг от друга, и резонансный контур может хорошо их разделить. Способствует этому и УРЧ, предшествующий первому смесителю и имеющий на входе и выходе резонансные цепи, настроенные на 27 МГц.

При таком выборе частот есть возможность использования стандартных трансформаторов АМ или ЧМ приемников и резонаторов на ПЧ.

3.8. Автоматический ограничитель шума

Работа *автоматического ограничителя шума* (АОШ) основана на том, что шум в сигнале обычно имеет вид узких пиков, амплитуда которых значительно больше амплитуды сигнала. Особенно сильно это проявляется при работе приемника

вблизи или внутри автомобиля. В таких условиях работает большая часть приемников диапазона СВ. Если ограничить амплитуду выходного сигнала на соответствующем уровне, то сигнал пройдет неограниченным, а шум будет ограничен. Мощность шума увеличивается пропорционально квадрату амплитуды пиков, поэтому система АОШ может существенно изменить слышимый уровень шумов в принимаемом сигнале. Схема АОШ такого типа показана на рис. 3.8.

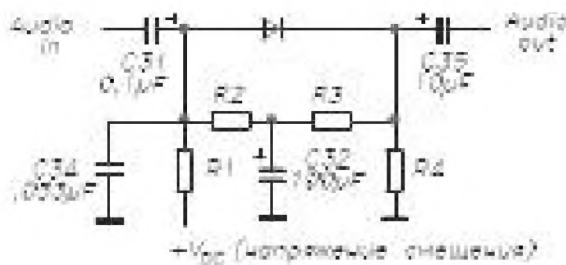


Рис. 3.8. Схема автоматического ограничителя шума

В этой схеме емкость конденсатора C32 выбрана достаточно большой, чтобы он мог служить переключкой по переменному току для звуковых частот. Любой звуковой сигнал, проходящий через АОШ, должен пройти и через диод. Необходимо, чтобы диод имел прямое смещение больше, чем ожидаемая амплитуда сигнала, тогда через него смогут пройти как положительная, так и отрицательная полуволны сигнала. Это смещение можно рассчитать, подставив R1, R2, R3, R4 и VDC в эквивалентную схему Тевенина.

Ориентация диода АОШ на пути сигнала всегда противоположна ориентации диода детектора. Это гарантирует, что полярность детектированных шумовых пиков будет такой, чтобы преодолевать смещение диода АОШ в прямом и обратном направлениях. Та часть шумовых пиков, амплитуда которых превышает уровень прямого смещения V_{DC} , отсекается, так как в эти моменты диод смещается в обратном направлении.

Более изящная и дорогая система ограничения называется бланкированием шумов. Она основана на том, что вследствие узости импульсов шума его спектр довольно широк. В приемник добавляется второй входной блок, настроенный на свободную частоту вблизи рабочего диапазона частот. Он не должен принимать никакого сигнала, кроме примерно такого же шума, как и в полезном канале. При работе схема совпадений в моменты времени, когда сигналы двух каналов одинаковы, закрывает звуковой канал. В правильно спроектированной и функционирующей системе это должно происходить только во время импульсов шума¹.

3.9. Другие вспомогательные устройства в радиоприемниках

В радиоприемниках, объединенных с кассетными магнитофонами (магнитолах), совместно используются обычно лишь блок питания и усилитель НЧ. Магнитофоны будут рассмотрены в главе 5.

Комбинации приемника с часами обычно соединяют эти две функции: блок часов используется для включения приемника в режиме будильника. Разумеется, приемник может включаться и вручную.

Лучшие образцы автомобильных приемников имеют в настоящее время диапазоны АМ и ЧМ стерео с кварцевой настройкой и *режимом поиска* плюс кассетный магнитофон и/или проигрыватель компакт-дисков. Режим поиска – это режим, в котором на варактор подается медленно изменяющееся напряжение, приводящее к медленной перестройке по диапазону. При приеме достаточно сильного сигнала, способного обеспечить хорошее качество звука, перестройка прекращается. Если пользователь желает продолжить поиск, он нажимает кнопку и сканирование продолжается.

Все эти возможности, и даже некоторые другие, обеспечиваются набором из двух микросхем TEA6811 и TEA6821 фирмы Philips Semiconductors.

Микросхема TEA6811 содержит усилитель ВЧ, смесители для диапазонов АМ и ЧМ, ГУН, который используется в качестве гетеродина для обоих диапазонов, а также синтезатор частоты и интерфейс *шины I²C* для связи со второй ИС набора и микропроцессором. В этой ИС используется двойное преобразование частоты. Чтобы максимально использовать возможности схемы для обоих диапазонов, первое преобразование (выполняемое ИС TEA6811) создает выходной сигнал АМ на частоте 10,7 МГц (да, вы не ошиблись!) и выходной сигнал ЧМ на частоте 72,2 МГц. Эти сигналы поступают на ИС TEA6821, к которой подключен кварцевый генератор, формирующий гетеродинный сигнал для второго смесителя на обоих диапазонах. Во втором смесителе для диапазона ЧМ он используется непосредственно, а во втором смесителе для АМ – после цифрового деления.

¹ Описанная система встречается очень редко. В профессиональных связных приемниках включают дополнительный амплитудный детектор в тракте первой ПЧ, где сигнал еще достаточно широкополосен, импульсы помех коротки и значительны по амплитуде. Продетектированные импульсы на короткое время запирают последующие каскады. Вообще же в разделе описаны не ограничители шума, а ограничители импульсных помех. – *Прим. ред.*

Упражнение 3.5. Выходная частота второго смесителя для диапазона ЧМ должна быть равна 10,7 МГц, а второго смесителя для АМ – 450 кГц. Определите:

- требуемую частоту кварцевого генератора;
- коэффициенты деления частоты цифрового делителя.

Рассмотренный набор микросхем обладает следующими функциональными возможностями высокого уровня:

- подавление помех от системы зажигания;
- обнаружение и коррекция при многолучевом приеме;
- автоматический поиск станции;
- возможность работы с системами RBDS и RDS передачи данных по радиоканалу;
- интерфейс для подключения ИС, предназначенной для избирательного подавления соседнего канала;
- встроенная диагностика при включении питания;
- автоматическая функция «плавного перехода» от режима ЧМ стерео к моно в зонах со слабым сигналом;
- сужение полосы в зависимости от силы сигнала (при ослаблении входного сигнала полоса сигнала НЧ сужается, чтобы уменьшить уровень шума);
- предварительно программируемые частоты приема;
- интерфейс для кассетного магнитофона (ИС обеспечивает по выбору систему Dolby, коррекцию частотной характеристики для металлической ленты и автоматический поиск музыки);
- интерфейс для проигрывателя компакт-дисков.

Не следует считать, что каждый радиоприемник, в котором установлены эти микросхемы, будет иметь все перечисленные возможности, так как решение о конкретном их использовании принимают производители радиоприемников.

Литература

- 1.1. Egan, W. F., 1981. Frequency Synthesis by Phase Lock, p. 156. New York: Wiley.
- 1.2. Клэппер Дж. и Фрэнкл Дж. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. Следящие демодуляторы сигналов с угловой модуляцией: Пер. с англ. // Под ред. А. Ф. Фомина. – М.: Энергия, 1977.
- 1.3. Кононович Л. М. Радиовещательный УКВ прием. – М.: Энергия, 1977.
- 1.4. Поляков В. Т. Однополосное радиовещание / Радио. – 1992. – № 1. – с. 6–8, № 2–3. – с. 5–8.
- 1.5. Поляков В. Т. Приемники однополосного радиовещания / Радио. – 1993 – № 5. – с. 15–18, № 6. – с. 18–20.
- 1.6. Поляков В. Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 1983.
- 1.7. Поляков В. Т. Стереофоническая система радиовещания с пилот-тоном / Радио. – 1992. – № 4. – с. 30–35.

4. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Слово «equalization»¹ является типичным примером жаргона. Оно часто используется применительно к бытовой звукотехнике высшего качества и хорошо известно связистам. Однако знатокам других специализаций проще представлять себе эквалайзер² как фильтр.

Вероятно, многие инженеры по электронике имеют лишь формальное представление о фильтрах. Например, принято считать, что частотные фильтры классифицируются по функциональному назначению (полосовые, нижних и верхних частот), способу реализации (активные и пассивные), неравномерности частотной характеристики (Баттерворта, Чебышева, (Butterworth, Chebyshev) эллиптические) и порядку. Это отвечает традиционному подходу к изучению фильтров и вполне оправдано, потому что строгая классификация необходима для охвата всего многообразия типов фильтров.

Однако, в отличие от параллельного резонансного LC-контура или низкочастотного фильтра пульсаций в источниках питания, многие фильтры, распространенные в схемах бытовой электроники, не попадают ни в одну из установленных теорией категорий. Поэтому необходимо расширить представление о фильтре. В простейшем определении это схема, предназначенная для изменения частотного спектра входного сигнала. Такая трактовка, безусловно, включает схемы коррекции частотных характеристик, обычно используемые в бытовой электронике.

В данной главе представлено три важнейших типа схем: регуляторы тембра, формирователи частотных характеристик типа RIAA для грамзаписи и NAB для магнитофонов, другие же мы рассмотрим менее детально по мере того, как они будут встречаться.

¹ Так называется эта глава в оригинале. – *Прим. ред.*

² Эквалайзером в обиходе называют электронное устройство для управления звуком, чаще всего многополосный регулятор частотной характеристики. – *Прим. ред.*

4.1. Регулировка тембра

Практически любое акустическое устройство имеет регуляторы тембра, но в большинстве аппаратов для изменения тембра используется схема *шунтирующего типа* (Losser), показанная на рис. 4.1.

Чтобы провести количественный анализ, необходимо учесть выходное сопротивление каскада n и входное сопротивление каскада $(n+1)$. Для простоты предположим, что последнее бесконечно велико. Соответствующая схема показана на рис. 4.2, ее переходная функция имеет вид:

$$\frac{V_{n+1}}{V_0} = \frac{R + \frac{1}{sC}}{R + R_0 + \frac{1}{sC}} = \frac{1 + sCR}{1 + sC(R + R_0)}.$$

Соответствующая *диаграмма Боде* (асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика) отображена на рис. 4.3.

Из диаграммы видно, что регулировка не оказывает никакого влияния на низкие частоты. Однако на высоких частотах она вызывает спад частотной характеристики.

При уменьшении R , полюс и нуль характеристики двигаются вправо, и при $R \rightarrow 0$ смещение нуля ничем не ограничено, а полюс приближается к значению $1/R_0 C$.

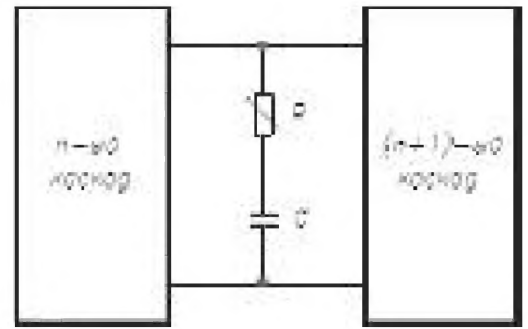


Рис. 4.1. Схема регулятора тембра шунтирующего типа

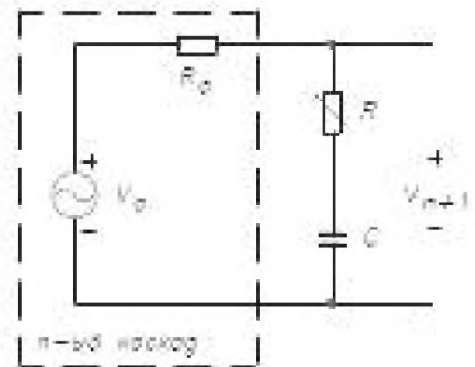


Рис. 4.2. Эквивалентная схема для анализа регулятора тембра шунтирующего типа

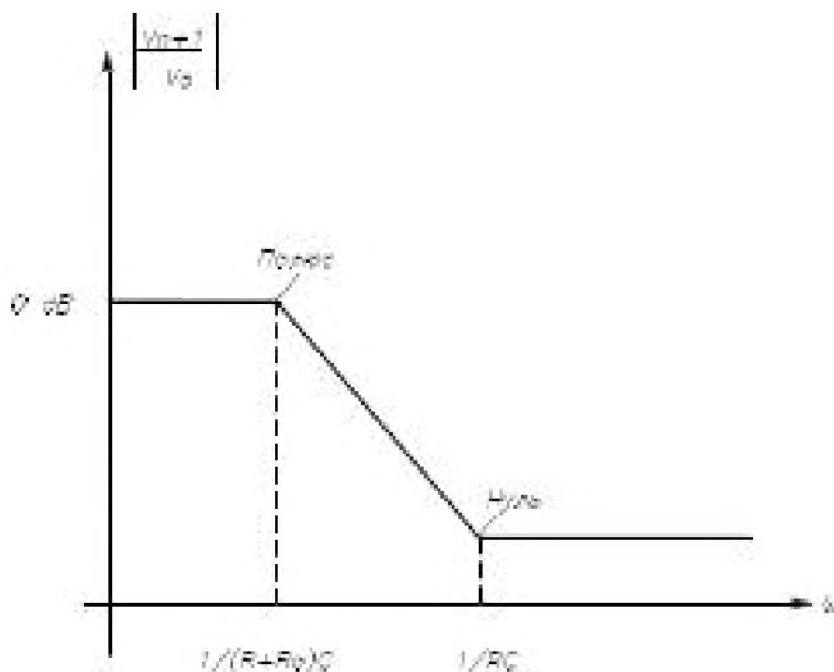


Рис. 4.3. Амплитудная диаграмма Боде для регулятора тембра шунтирующего типа

Обычно, частоту полюса выбирают в интервале между 1 и 3 кГц. При увеличении R частоты полюса, нуля и предельный спад на высоких частотах уменьшаются.

Эффект состоит в том, что при $R = 0$ прослушивается намного меньше высоких частот, даже если частота полюса максимальна. Ослабление высоких частот создает иллюзию подъема низких. Кроме того, в большинстве случаев при установке регулятора на минимум высоких частот звук становится неразборчивым.

Несмотря на популярность, эта схема едва ли может быть рекомендована для применения.

Хорошая схема регулировки тембра должна предусматривать отдельную регулировку уровней и реально обеспечивать как ослабление, так и подъем характеристики на высоких и низких частотах. Это осуществляется введением в схему запаса по усилению, который не используется, если регуляторы высоких или низких частот не установлены в положение подъема характеристики.

В настоящее время стало обычной практикой реализовывать не только регулировку тембра, но и иную коррекцию частотных характеристик введением соответствующих цепей в цепь обратной связи операционного усилителя. На рис. 4.4а показана одна из таких схем регулировки тембра, а на 4.4б и 4.4в – амплитудно-частотные характеристики при различных положениях регулятора высоких и низких частот соответственно.

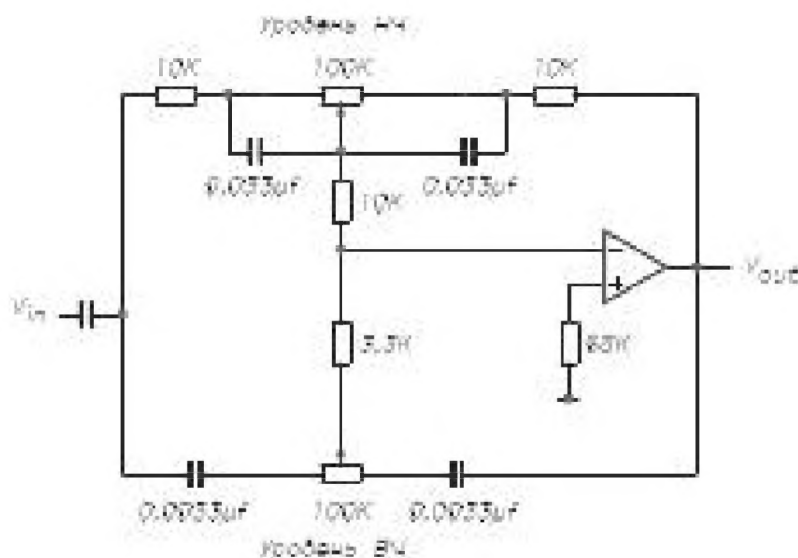


Рис. 4.4а. Схема широкодиапазонного регулятора тембра

Из схемы на рис. 4.4а видно, что если движки обоих регуляторов находятся в правом положении, то импеданс в цепи обратной связи минимален, а включенный последовательно с входом максимален. Оба эти фактора уменьшают усиление входного сигнала. Таким образом, для обоих регуляторов правое положение движка соответствует ослаблению, а левое – усилению.

Предположим, что характеристики, показанные на рис. 4.4б, не известны, и необходимо количественно оценить работу схемы. Поскольку она довольно сложна для полного расчета, определим, какую информацию можно получить из анализа предельных случаев.

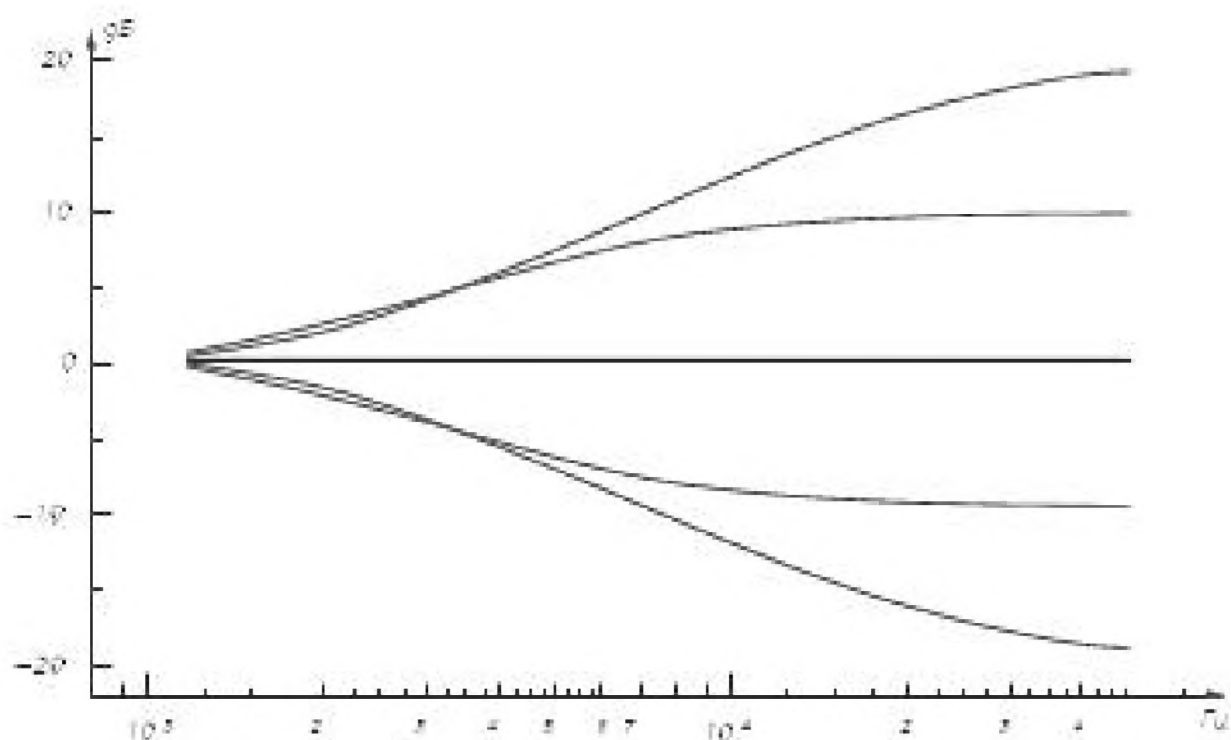


Рис. 4.46. Частотные характеристики при различных положениях регулятора верхних частот

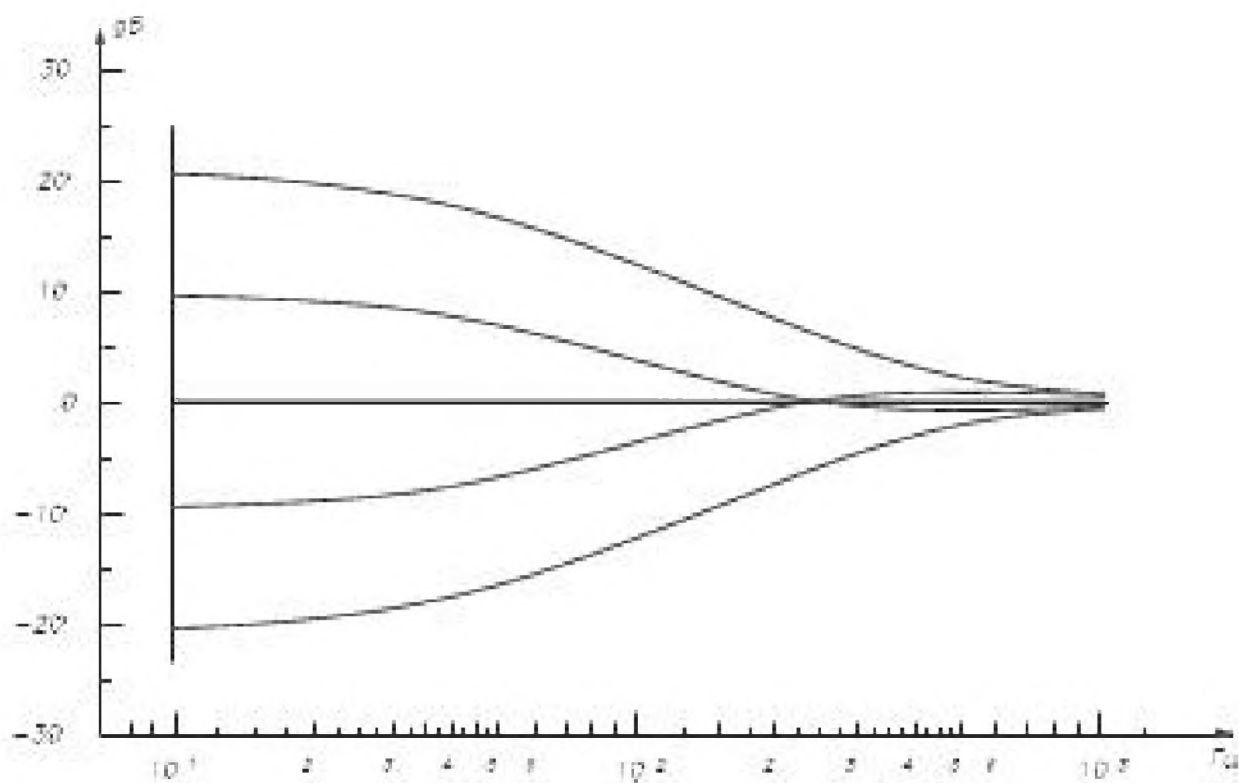


Рис. 4.4в. Частотные характеристики при различных положениях регулятора нижних частот

На рис. 4.5 показана схема замещения при частотах, достаточно высоких, чтобы считать все конденсаторы короткозамкнутыми.

Заметим, что регулятор низких частот здесь отсутствует, все сопротивления выражены относительно величины $R = 10 \text{ кОм}$, и резистор 68 кОм в цепи неинвертирующего входа исключен, поскольку он служит только для балансировки

Упражнение 4.1. Определите значение q , соответствующее плоской характеристике.

В какой степени ответ по первому пункту предсказывает линейную зависимость между коэффициентом усиления на высоких частотах и параметром q ?

Аналогичный анализ может быть выполнен и для частот, достаточно низких, чтобы все конденсаторы можно было считать разомкнутыми цепями.

Упражнение 4.2. Определите переходную функцию в зависимости от q для регулятора низких частот. Сравните динамические диапазоны регулировки низких и высоких частот.

Предельные выражения, которые мы здесь получили, соответствуют крайней правой и левой областям графиков, показанных на рис. 4.4б и 4.4в.

4.2. Частотные предсказания и коррекция при записи и воспроизведении грампластинок

В данном разделе будет рассмотрена стандартизация по RIAA (Recording Industry Association of America) частотных характеристик канала механической звукозаписи. Этому стандарту соответствует коррекция частотных характеристик при записи долгоиграющих граммофонных пластинок, изготовленных в США¹. Хотя выпуск подобных пластинок практически прекращен, коллекционеры обладают целыми архивами таких записей, и аппаратура высшего качества должна предусматривать работу со звукозаписями RIAA. Кроме того, изучение необходимости и природы RIAA стандартизации позволит уяснить сущность частотной коррекции при записи и воспроизведении грампластинок².

Прежде чем исследовать технические аспекты, следует понять, почему коррекция необходима как при записи, так и при воспроизведении грампластинок, и как происходит процесс механической грамзаписи.

В системе механической грамзаписи лаковый диск, помещенный на вращающийся столик, совершенно ровный, не имеет канавок. Записывающая игла режет диск, по которому движется. Конструкция с резцом и устройствами, заставляющими его вибрировать, образует режущую головку – рекордер.

Будучи механической системой, рекордер подчиняется законам движения Ньютона. Предполагается, что эта система возбуждается внешней функцией, которую можно представить в виде

$$F = F_0(\omega) \sin \omega t,$$

где амплитуда колебаний в общем случае может быть функцией ω . Механическая система рекордера характеризуется массой, затуханием и возвращающей силой.

¹ Аналогичная коррекция предписана ГОСТ 7893 «Звукозапись механическая на лаковые диски». – *Прим. ред.*

² По ГОСТ 13699 «Запись и воспроизведение информации. Термины и определения», частотная коррекция при записи называется предсказанием. В литературе на английском языке терминам «предсказания» и «коррекция» соответствуют «pre-emphasis» и «emphasis». – *Прим. ред.*

Если предположить, что система критически демпфирована, то амплитуда смещения резца может быть записана так:

$$|X| = \frac{F_0(\omega)/k}{1 + (\omega/\omega_0)^2} \quad (4.2)$$

где k – константа упругости, а $\omega_0 = \sqrt{k/m}$, где m – масса резца. Из уравнения (4.2) следует, что диаграмма Бode для зависимости смещения резца от частоты имеет вид фильтра нижних частот со спадом выше частоты среза с крутизной 40 дБ на декаду.

Движение этой системы аналогично движению стрелки прибора с нулем в центре шкалы, измеряющего синусоидальный сигнал с изменяющейся частотой. На очень низких частотах движение может точно повторять синусоиду, но при повышении частоты показания стрелки прибора не будут достигать истинной амплитуды измеряемого колебания до того, как оно изменит направление. Следя за ним, стрелка поворачивает обратно, не отклоняясь так далеко, как на низких частотах. При дальнейшем увеличении частоты продолжает уменьшаться амплитуда отклонений стрелки и в пределе их не будет видно. В результате механического усреднения момента, действующего на стрелку прибора, его показатели станут нулевыми.

В этом случае важно, что амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) синусоидального возмущения для демпфированного рекордера и показаний стрелочного измерительного прибора на частотах, много больших частоты среза, спадает как $1/\omega^2$.

Это может иметь катастрофические последствия для записи. Предположим, что привод рекордера настроен так, чтобы получить разумную амплитуду смещения резца на частоте 500 Гц.

Величина смещения определяет, сколько канавок можно нанести на диск. Типичная плотность размещения канавок может быть 100 на дюйм радиуса записи пластинки. Это означает, что смещение резца должно быть ограничено величиной примерно $\pm 0,005$ дюйма при любых значениях амплитуды и частоты. Допустим, что при предельном значении смещения $\pm 0,005$ дюйма установлена максимально допустимая амплитуда записываемого сигнала на частоте 500 Гц. Что произойдет, если подать сигнал такой же амплитуды на частоте 20 Гц, что составляет $1/25$ от 500 Гц? Поскольку смещение зависит от частоты как $1/\omega^2$, то при прочих равных условиях сигнал на частоте 20 Гц вызовет смещение резца в 625 раз больше ($\pm 3,125$ дюйма!), чем сигнал на частоте 500 Гц.

Не обнадеживает и ситуация на высших частотах. Записанный сигнал имеет ту же амплитуду на частоте 20 кГц, что в 40 раз больше, чем исходная частота 500 Гц. Таким образом, амплитуда колебаний резца в данном случае уменьшится до $1/1600$ амплитуды на частоте 500 Гц – это примерно $1/7$ длины волны света. При воспроизведении такой записи сигнал оказался бы настолько слаб, что полностью потерялся бы в шумах, вызванных микроскопическими царапинами и другими несовершенствами поверхности диска.

Выйти из этой неприемлемой ситуации возможно только путем введения монотонно нарастающей зависимости F_0 от ω . Причем возбуждающий сигнал должен быть минимальным на низких частотах, где механический отклик максимален, и максимален на высоких частотах, где он минимален. Кроме этого условия, не существует никаких других общих критериев, связывающих F_0 и ω . Конкретная зависимость F_0 от ω по стандарту RIAA определена следующим образом: F_0 должна быть пропорциональна ω^2 , ω и $\omega^{3/2}$ в низкочастотной, среднечастотной и высокочастотной части диапазона соответственно. Это означает, что на нижнем краю диапазона, согласно уравнению (4.2), амплитуда смещения резца не будет зависеть от частоты. Причина использования на верхнем краю диапазона частот характеристики вида $\omega^{3/2}$ состоит в том, что при использовании зависимости вида ω^2 требуемая мощность для сигнала управления резцом оказывается чрезмерной.

Так как механическая сила, приложенная к режущей головке, прямо пропорциональна приложенному сигналу, то частотная характеристика для F_0 формируется путем введения предискажений сигнала записываемого звука перед тем, как он подается на режущую головку. Диаграмма Бode для этих предискажений показана на рис. 4.6.

На рисунке показана также соответствующая зависимость от частоты амплитуды смещения резца. На кривой видно уменьшение смещения на 20 дБ (или в 10 раз) в пределах звукового диапазона при постоянной амплитуде сигнала, подаваемого на вход записывающей аппаратуры.

Процесс воспроизведения начинается с действия иглы, которая следует по канавкам записи и колеблется в соответствии со звуковым рисунком, наложенным

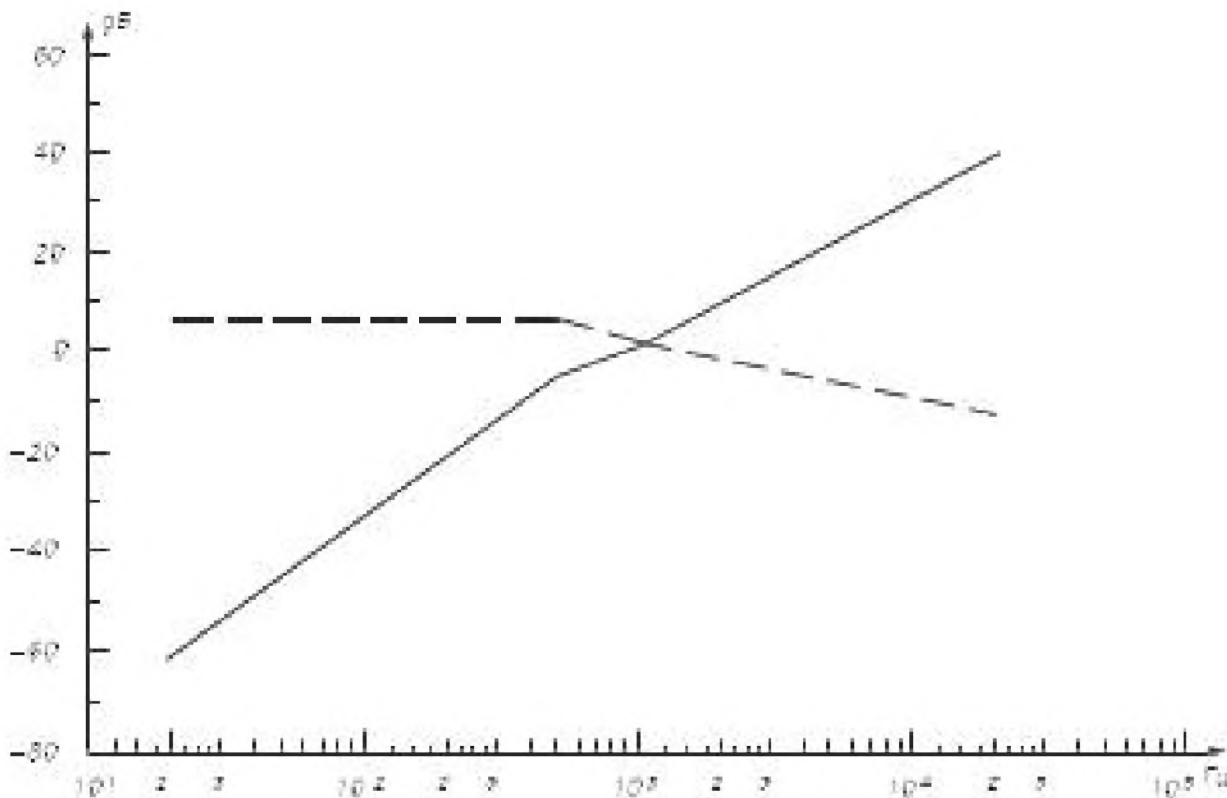


Рис. 4.6. Амплитудно-частотная характеристика грамзаписи (сплошная линия) и соответствующая амплитуда смещения резца (штриховая линия)

на эти канавки. В большей части качественных проигрывателей, способных воспроизводить долгоиграющие пластинки, игла является частью магнитной головки звукоснимателя. Их существует несколько разновидностей, но главный принцип у большинства один: вибрация иглы передается магнитной системе, включающей в себя катушку с обмоткой и магнит. Магнитный поток, который изменяется во времени в соответствии с музыкой, воздействует на катушку, наводя на ней напряжение, установленное законом Фарадея (Faradey) (обычно единицы милливольт). Выводы этой катушки выходят из звукоснимателя наружу и подключаются к корректирующему усилителю.

Важно понять, что на пути следования звукового сигнала происходит не только сознательное искажение частотной характеристики при записи, но и наблюдаются изменения, связанные с частотной характеристикой магнитной системы головки звукоснимателя.

Согласно закону Фарадея

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = -N \frac{d\Phi}{dt} \Rightarrow V = -j\omega N\Phi$$

для синусоидального сигнала. Поток (Φ) будет пропорционален смещению X , так что

$$\Phi = \alpha X$$

$$V = -j\alpha N\omega X \quad (4.3)$$

На рис. 4.6 в интервале $20 \leq f < 500$ Гц величина X постоянна при постоянной амплитуде входного сигнала. Таким образом, в этом интервале воспроизводимое головкой звукоснимателя напряжение V , согласно формуле (4.3), линейно зависит от ω . Аналогично, в интервале частот $500 < f < 1000$ Гц, X пропорционально $1/\omega$ и, следовательно, V не зависит от частоты. В интервале $1000 < f \leq 20000$ Гц, $X \sim 1/\sqrt{\omega}$ (и V пропорционально $\sqrt{\omega}$). Эта частотная зависимость изображена на рис. 4.7.

Из этой зависимости ясно, что необходимым этапом обработки сигнала при воспроизведении грампластинок является коррекция сигнала с целью приведения его частотной характеристики к исходному виду, как у записываемой оригинальной фонограммы. Именно эта функция выполняется в аппаратах бытовой электроники.

Может возникнуть вопрос: как можно получить частотную характеристику вида $1/\sqrt{\omega}$ для верхнего края диапазона? Аналогичная проблема возникала и для формирователя предискажений при записи. Тогда требовалось получить частотную характеристику вида $\omega^{3/2}$. Лучшее, что можно сделать в обоих случаях, – это аппроксимировать желаемую частотную характеристику. Это связано с тем, что при анализе использовались диаграммы Боде, представляющие собой лишь первые асимптотические приближения.

Требуемая частотная характеристика для проигрывателей грампластинок обычно реализуется с помощью корректирующей цепи с полюсами на частотах 50 Гц и 2100 Гц и с нулем на частоте 500 Гц. На рис. 4.8 показана реальная частотная характеристика вместе с асимптотической диаграммой Боде и идеальная характеристика,

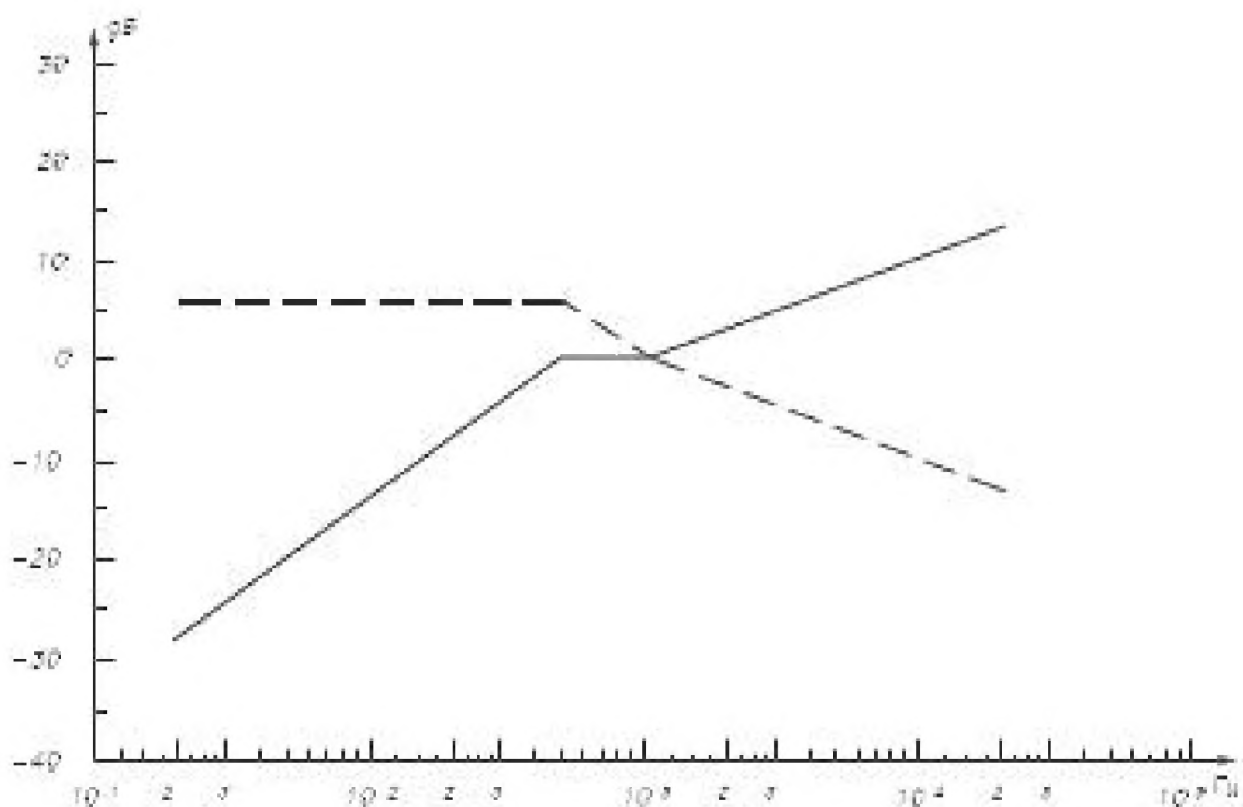


Рис. 4.7. Зависимость амплитуды колебаний иглы от частоты (штриховая линия) и соответствующий выходной сигнал головки звукоснимателя (сплошная линия)

которая обеспечивает точную компенсацию характеристики выходного сигнала на рис. 4.7.

Асимптотические кривые совпадают на участке от 50 Гц до 1 кГц. Существует два различия между этими кривыми: практическая схема имеет полюс на частоте 50 Гц, а идеальная — нет¹; точка перегиба характеристики на частоте 1 кГц и наклон -10 дБ/декада идеальной характеристики заменены на точку перелома 2,1 кГц и наклон -20 дБ/декада для практической реализуемой схемы². Поэтому практическая схема дает больший выходной сигнал в интервале частот от 1 до 4,5 кГц и меньший на частотах выше 4,5 кГц.

Неспособность практической схемы обеспечить точную частотную коррекцию выходного сигнала, показанного на рис. 4.7, не означает невозможности получения плоской частотной характеристики канала записи-воспроизведения. Кривая на рис. 4.7 физически реализуема не лучше чем та, которая требуется для ее коррекции. Проблема решается так: корректор воспроизводящего устройства имеет полюса везде, где формирователь предискажений записи имеет нулевые корни и наоборот. Таким образом обеспечивается полная компенсация их эффектов.

¹ На практике при записи частот ниже 50 Гц снижение амплитуды колебательной скорости резца $F_0 \times \omega$ ограничивается на уровне 20 дБ, что позволяет записать сигналы с большей амплитудой смещения и после коррекции при воспроизведении с полюсом на этой частоте обеспечивает лучшее отношение сигнал/помеха в самом низкочастотном диапазоне. — *Прим. ред.*

² На частотах от 500 до 2100 Гц запись производится с постоянной амплитудой колебательной скорости резца, соответствующей уровню 0 дБ. — *Прим. ред.*

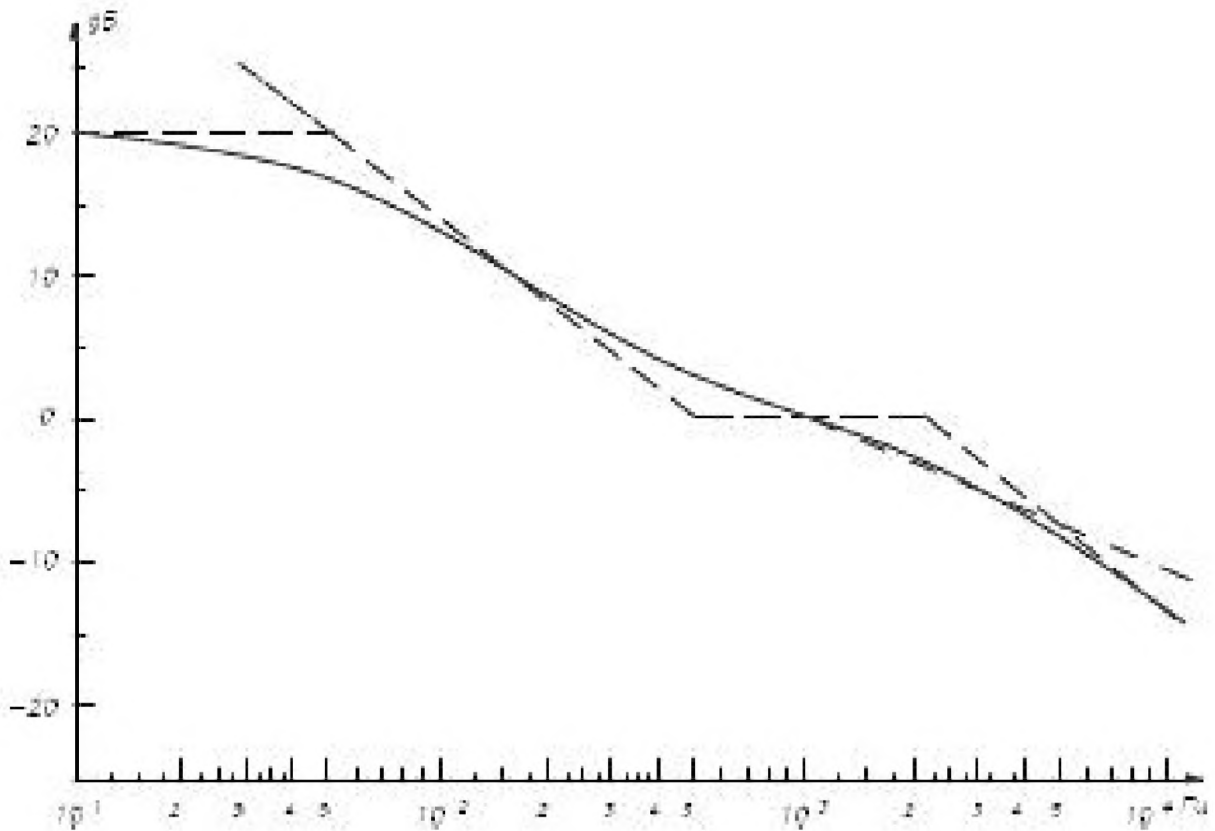


Рис. 4.8. Частотные характеристики воспроизведения грамзаписи. Показаны: характеристика точной компенсации, соответствующая сплошной кривой на рис. 4.7 (штрихпунктирная линия), асимптотическая диаграмма Бode для наиболее точной и легко реализуемой аппроксимации (штриховая линия) и реальная частотная характеристика, соответствующая диаграмме Бode (сплошная линия). На интервале от 500 Гц до 1 кГц показана только штриховая линия, так как она совпадает со штрихпунктирной

Практическая схема, с помощью которой можно реализовать частотную коррекцию, соответствующую диаграмме Бode (рис. 4.8, штриховая линия), показана на рис. 4.9.

Передаточная функция для нее имеет вид

$$\frac{V_0}{V_i}(s) = \left\{ s^2 R_L R_R C_L C_R + s \left[R_L C_L + R_R C_R + (C_L + C_R) \frac{R_L R_R}{R} \right] + \left(1 + \frac{R_L + R_R}{R} \right) \right\} / \left\{ (1 + s R_L C_L)(1 + s R_R C_R) \right\}.$$

Числитель представляет собой выражение второго порядка и поэтому имеет два нулевых корня. Поскольку в диапазоне звуковых частот требуется только один такой корень, нужно, чтобы второй находился далеко за пределами диапазона. Номиналы элементов $C_L = 1,5$ нФ, $R_L = 51$ кОм, $R_R = 750$ кОм, $C_R = 5,6$ нФ и $R = 1$ кОм дают полюса на частотах 38 Гц и 2080 Гц и нули на частотах 463 Гц и 137 кГц.

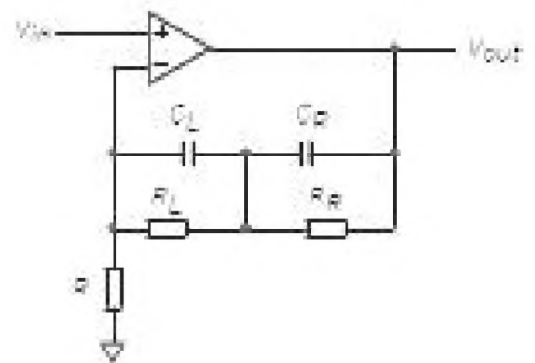


Рис. 4.9. Схема частотного корректора, реализующего коррекцию по стандарту RIAA

Последний нуль, как и требовалось, находится далеко за пределами звукового диапазона. Полученные значения настолько близки к требуемым, насколько можно этого ожидать при использовании стандартных элементов.

При стереозаписи на каждой из двух стенок канавки записи фиксируется различная информация. Эти два потока информации соответствуют правому (R) и левому (L) стереоканалам. Одна воспроизводящая игла в головке звукоснимателя стерео имеет две степени свободы, перпендикулярные стенкам канавки, и снимает оба сигнала, воздействуя магнитными полями на две различные катушки. Последние вырабатывают два выходных напряжения, которые отдельно корректируются и усиливаются.

4.3. Частотная коррекция для звукозаписи на магнитной ленте (стандарт NAB)

Национальная ассоциация радиовещателей (NAB, National Association of Broadcasters) разработала стандарт частной коррекции для аппаратуры магнитной звукозаписи.

Принципы магнитной записи и воспроизведения на ленту будут рассмотрены более обстоятельно в следующей главе. Сейчас целесообразно познакомиться с основными принципами, необходимыми для понимания сущности коррекции в этом процессе.

Магнитная лента состоит из прочной пластиковой основы и порошкообразного магнитного покрытия с одной стороны. Процесс записи заключается в наложении на ленту магнитного рисунка, соответствующего содержанию записываемой фонограммы, процесс воспроизведения – в обратном преобразовании магнитного рисунка на ленте в электрический сигнал, который должен быть копией исходного записанного сигнала.

Эти преобразования осуществляются с помощью так называемых *магнитных головок*. Аппараты высокого качества имеют отдельные головки для записи

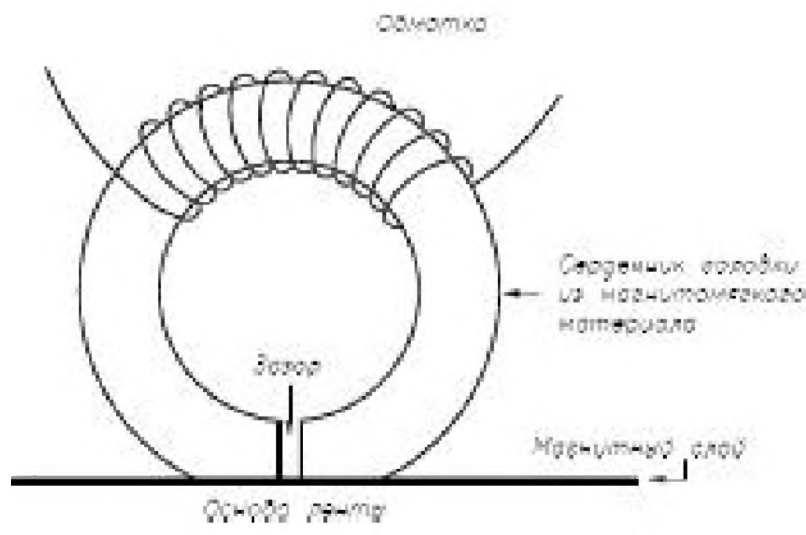


Рис. 4.10. Схематическое представление магнитной цепи, участвующей в процессе создания или считывания записи на магнитной ленте

и воспроизведения, более простые – одну головку, выполняющую обе функции. На рис. 4.10 показана принципиальная геометрия магнитной головки.

При записи сигнал, приложенный к обмотке головки, создает изменяющееся во времени магнитное поле в сердечнике, которое в области рабочего зазора головки замыкается через магнитный слой ленты и намагничивает содержащиеся в нем домены. При этом степень намагничивания изменяется во времени в соответствии с амплитудой и полярностью сигнала. Лента перемещается относительно головки с постоянной линейной скоростью, поэтому изменяющееся магнитное поле всегда воздействует на новый участок пленки. При воспроизведении намагниченная лента, перемещаясь мимо рабочего зазора магнитной головки, передает изменяющееся во времени магнитное поле в ее сердечник из мягкого железа и, следовательно, по закону Фарадея, индуцирует напряжение на обмотке головки.

Рассмотрев физические аспекты работы системы записи и считывания, перейдем к вопросам частотной коррекции при записи и воспроизведении.

4.3.1. Режим записи

Импеданс магнитных головок относительно невелик, и они легко управляются с помощью источника тока. Такое управление имеет два существенных преимущества:

- магнитный поток, создаваемый головкой и действующий на ленту, прямо пропорционален току через головку;
- использование токового управления исключает зависящие от частоты сдвиги фаз между напряжением входного сигнала и магнитным потоком головки, которые возникают при управлении напряжением.

Для идеальной записи требуется усилитель типа напряжение-ток с высоким входным сопротивлением, которое не будет нагружать источник записываемого сигнала, и с высоким выходным сопротивлением, которое обеспечит токовое управление записывающей головкой. Нередко для этой цели используется усилитель с низким выходным сопротивлением, а головка подключается через большое последовательное сопротивление (20–200 кОм), чтобы имитировать токовое управление. Особенно это относится к магнитофонам, в которых один и тот же усилитель мощности используется как для питания магнитной головки в режиме записи, так и для работы с громкоговорителем в режиме воспроизведения. Для работы громкоговорителя требуется низкое выходное сопротивление усилителя, так что использование последовательного сопротивления при работе на записывающую головку является недорогим, хотя и неточным, путем удовлетворения обоих требований. Усилитель записи должен быть в состоянии намагнитить ленту до насыщения, не входя в режим насыщения сам. Конечно же, насыщение магнитной ленты на практике нежелательно, так как приводит к нелинейным искажениям звука, но в правильно спроектированной системе ограничивающим фактором для усилителя записи всегда является лента.

Исходя из сказанного можно подумать, что в данном случае нет поводов для введения частотной коррекции в процессе записи. Однако она необходима по двум причинам. Первая состоит в том, что потери на гистерезис и вихревые токи на высоких частотах приводят к уменьшению амплитуды колебаний магнитного

потока. Поэтому общепринятым является дополнительное усиление высоких частот перед подачей звукового сигнала на записывающую головку. Высокочастотный подъем обычно начинается с нескольких килогерц. Вторая причина заключается в том, что, как будет показано далее, для достижения хотя бы в первом приближении правильной частотной характеристики сквозного канала записи-воспроизведения недостаточно коррекции только при воспроизведении. К сожалению, дополнительное усиление определенных частот при воспроизведении усиливает также и составляющую шумов, содержащихся в сигнале с магнитной ленты. Эту проблему можно обойти, используя предыскажения не только для получения плоской частотной характеристики сквозного канала, но и для преднамеренного подъема нижних и верхних частот выше уровня, обеспечивающего плоскую частотную характеристику. Хотя этот способ эффективен для решения данной задачи, он не лишен недостатков. Во-первых, он не стандартизован, поэтому записи, сделанные на магнитофоне, оснащенный указанной системой, будут воспроизводиться правильно только на таком же. Подобный недостаток, вероятно, можно компенсировать регулировкой тембра с учетом индивидуальных особенностей слуха. Второй недостаток преодолеть сложнее. Магнитная лента, как уже отмечалось, имеет уровень насыщения, при превышении которого в записываемую программу вносятся искажения. Желательно, чтобы максимальный магнитный поток сигнала, воздействующего на ленту, был как можно ближе к порогу насыщения, но не доходил до него, так как при этом достигается наибольший уровень записи сигнала и, следовательно, наилучшее отношение сигнал/шум. В случае, когда нижние и верхние частоты дополнительно усилены при записи, именно они, а не средние частоты, будут определять максимальный уровень сигнала, который можно записать с малыми искажениями. На практике это может привести к ухудшению отношения сигнал/шум в диапазоне средних частот. Реально оптимальную степень подъема нижних и верхних частот можно точно определить, зная спектральный состав записываемой фонограммы.

4.3.2. Коррекция при воспроизведении

Для упрощения предположим, что предыскажения используются только для создания постоянной амплитуды потока на ленте и не вносят дополнительных подъемов на нижних и верхних частотах. Работа магнитной головки магнитофона также основана на законе Фарадея:

$$V = -N \frac{d\Phi}{dt} \Rightarrow V = -j\omega N\Phi.$$

Предположенное постоянство по частоте амплитуды магнитного потока на ленте позволяет сказать, что напряжение v на обмотке воспроизводящей головки прямо пропорционально частоте ω . Такая пропорциональность наблюдается до определенной частоты. Когда таковая достигается, выходной сигнал начинает быстро уменьшаться. В результате большого количества исследований, проведенных с целью повышения этой частоты, были выявлены два фактора, сильно влияющие на нее, – это скорость движения ленты и ширина зазора головки. Спад начинается, когда половина длины волны записи сигнала на ленте становится меньше ширины

рабочего зазора головки. Например, лента движется со скоростью 3,75 дюйм/с мимо зазора шириной $g = 2$ мкм. Скорость ленты равна 95250 мкм/с. Соответствующее уравнение имеет вид

$$V = f\lambda$$

или

$$f = V/\lambda.$$

Если $\lambda/2 = g$, то

$$f = \frac{V}{2g} = \frac{95250 \text{ мкм/с}}{4 \text{ мкм}} = 23800 \text{ Гц}.$$

Поэтому следует ожидать отклонения частотной характеристики такой головки от идеальной на порядок более низкой частоты, например с 2,5 кГц. Задача коррекции при воспроизведении – компенсировать этот спад и обеспечить плоскую характеристику до существенно более высоких частот. В отличие от предыскажений, коррекция при воспроизведении в качественной аппаратуре хорошо стандартизована. Поскольку частотная характеристика головки имеет 0 на нулевой частоте, то можно было бы ожидать использования схемы коррекции с полюсом на нулевой частоте. Но, как и в случае коррекции по стандарту RIAA, это обычно не делается, потому что коэффициент усиления самого операционного усилителя с внутренней коррекцией и разомкнутой цепью обратной связи обладает полюсом (обычно в интервале частот от 3 до 30 Гц)¹. Схема, позволяющая осуществить это, показана на рис. 4.11.

Переходная функция для этой схемы записывается в виде

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}(s) = \frac{(1 + R_s/R) + sC(R_f + R_s + R_f R_s/R)}{1 + sC(R_s + R_f)}.$$

Значения номиналов элементов $R = 1$ кОм, $R_s = 1,6$ МОм, $R_f = 24$ кОм и $C = 4,7$ нФ дают частоту полюса 21 Гц и частоту нуля 1355 Гц. Это стандартная точка кривой коррекции для кассетного магнитофона.

Обычно принято обозначать положение нулей и полюсов частотных характеристик не частотами, а постоянными времени, обозначаемыми EQ. В качестве постоянной времени EQ берется величина RC , для которой $RC\omega_z = 1$ или

$$RC = \frac{1}{\omega_z} = \frac{1}{2\pi f_z} = 118 \text{ мкс}$$

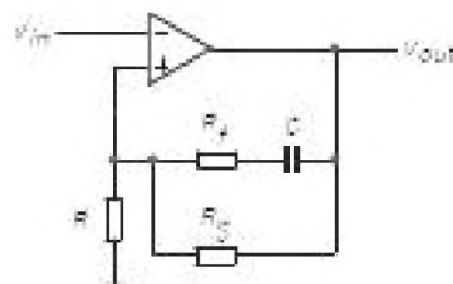


Рис. 4.11. Схема устройства для реализации коррекции по стандарту NAB

¹ На практике в магнитофонах часто применяют предыскажения с дополнительным усилением частот ниже 50 Гц и соответствующей коррекцией при воспроизведении. – Прим. ред.

для рассмотренной схемы. Постоянная времени EQ 120 мкс является стандартом для обычной феррооксидной ленты. Для лент с хромдиоксидным или металлическим покрытием в кассетных магнитофонах используется постоянная времени EQ , равная 70 мкс¹.

На рис. 4.12 показана реальная частотная характеристика схемы (рис. 4.11) и ее асимптотическое приближение.

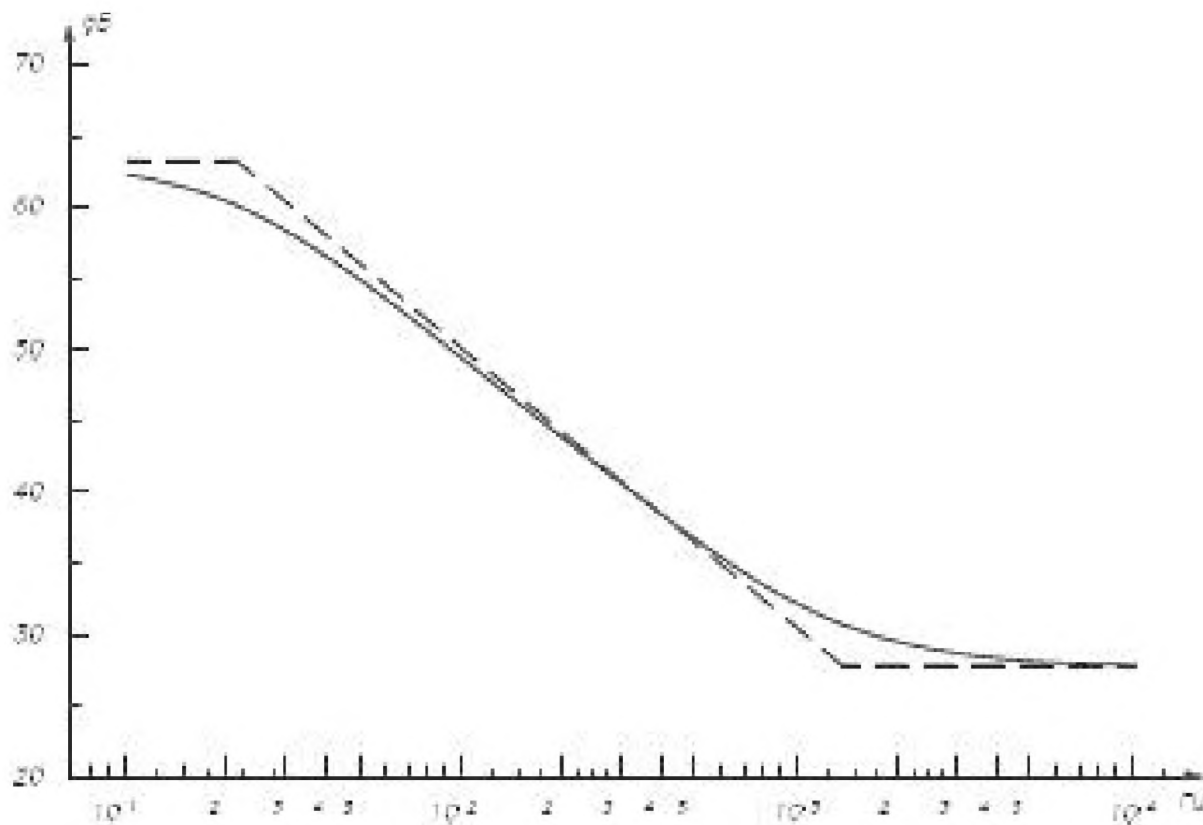


Рис. 4.12. Частотная характеристика усилителя по стандарту NAB, показанного на рис. 4.11 (сплошная линия), и ее аппроксимация (пунктирная линия)

Из характеристики следует, что постоянная времени EQ вводится для того, чтобы ограничить уменьшение усиления на высоких частотах и таким образом компенсировать высокочастотный спад отдачи воспроизводящей головки².

Литература

1. Кинг Г. Руководство по звукотехнике: Пер. с англ. — Л.: Энергия, 1980. — 384 с.
2. Дегрелл Л. Проигрыватели и грампластинки: Пер. с венг. — М.: Радио и связь, 1982. — 176 с.
3. Гитлиц М. В. Магнитная запись сигналов. — М.: Радио и связь, 1990. — 232 с.

¹ Упомянутым в этой главе ранее характерным частотам 50, 500 и 2100 Гц корректирующих цепей соответствуют постоянные времени 3180, 318 и 75 мкс. — *Прим. ред.*

² Чем меньше значение постоянной времени EQ , обычно проставляемое на кассете, тем лучше по частотной характеристике и отношению сигнал/шум качество содержащейся в ней магнитной ленты. — *Прим. ред.*

5. МАГНИТОФОНЫ

Знакомство с работой магнитофонов можно рассматривать и как введение к изучению видеомангнитофонов, хотя последним будет уделено внимание после телевидения.

5.1. Принцип подмагничивания

Принцип смещения рабочей точки активного устройства с целью линеаризации его амплитудной характеристики является одним из наиболее фундаментальных в электронике. Подобная проблема возникает и при записи на магнитную ленту. Дело в том, что кривая намагничивания $B = f(H)$ магнитной ленты обладает нелинейностью не только типа насыщения, что следовало бы ожидать, но и типа «ступенька» (рис. 5.1).

Напомним, что в процессе записи головка возбуждается током i_r , пропорциональным записываемому сигналу V_s

$$i_r \sim V_s.$$

Напряженность поля в зазоре головки H_r пропорциональна току записывающей головки, поэтому:

$$H_r \sim V_s \tag{5.1}$$

В результате воздействия поля H_r в записывающем зазоре на магнитной ленте сохраняется остаточное поле B_r , которое изменяется вдоль ленты от точки к точке.

Если предположить, что остаточное магнитное поле при воспроизведении является продольным, то остаточный магнитный поток Φ_r , как легко убедиться, тоже будет продольным, то есть

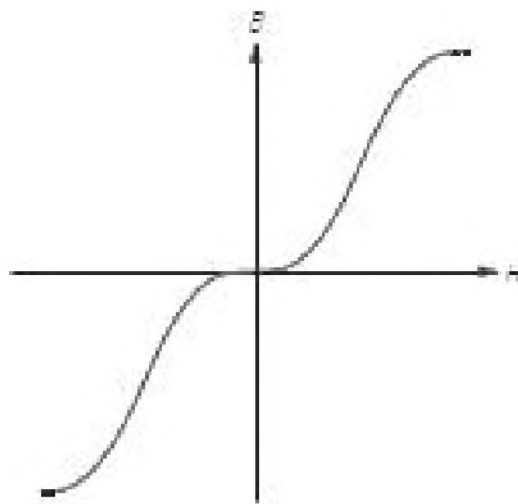


Рис. 5.1. Типичная зависимость $B = f(H)$ для магнитной ленты

$$\Phi_r = B_r w c,$$

где w – ширина дорожки записи, а c – толщина магнитного слоя (рис. 5.2).

При низкой частоте записанного сигнала можно приближенно считать, что весь этот поток воспринимается головкой воспроизведения и индуцирует в ней напряжение V_p , линейно зависящее от амплитуды потока:

$$V_p \sim \frac{d\Phi_r}{dt} \sim \omega \Phi_r \sim \omega B_r \quad (5.2)$$

Следовательно, если считать справедливыми соотношения

$$V_s \sim H_r \text{ и } \omega B_r \sim V_p$$

и линейной связью между H_r и B_r , то

$$V_p \sim \omega V_s \quad (5.3)$$

Значит, зависимость между записываемым и воспроизводимым сигналами получается линейной при условии коррекции частотной нелинейности (см. главу 4).

На пути к этому заключению сделаны два основных предположения: остаточная намагниченность ленты имеет только продольную составляющую и низкие записываемые частоты. Последнее означает, что длина волны записи на ленте, как определили ее в главе 4, много больше толщины магнитного слоя ленты. Если это не так, то работают три (или более) механизма потерь, уменьшающие долю магнитного потока, связанного с магнитной головкой, и, следовательно, воспроизводимый ей сигнал. Возникающий в результате спад на высоких частотах тоже может быть скомпенсирован. Но даже если это не сделано, все равно наблюдается линейная зависимость между магнитным потоком и наведенным напряжением.

Итак, если зависимость между H_r и B_r линейна, то связь между уровнями записываемого и воспроизводимого сигналов тоже будет линейной. Однако изучение кривой (рис. 5.1) показывает, что на ней имеются лишь относительно линейные участки в первом и третьем квадрантах. В связи с этим может возникнуть предложение добавить к переменному току записываемого сигнала постоянный ток подмагничивания, чтобы поместить рабочую точку в середине линейного участка. Такой метод линеаризации действительно работает, но применяется только в очень дешевых магнитофонах, не обеспечивающих высококачественного воспроизведения звука. Данному методу присущи два серьезных недостатка. Во-первых, допустимый по критерию линейности уровень сигнала записи оказывается настолько ограниченным, что это приводит к плохому отношению сигнал/шум. Кроме того, доменная структура магнитного слоя ленты (следовательно, и ее намагниченность) не является совершенно однородной даже при смещении рабочей точки постоянным током и отсутствии сигнала. Результирующая неравномерность магнитного потока считывается воспроизводящей головкой и проявляется в виде шума.

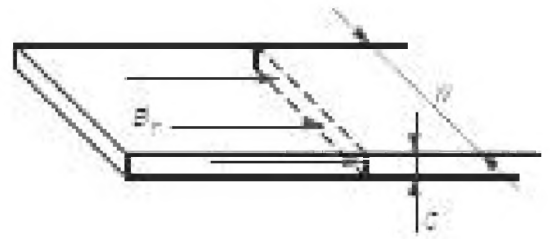


Рис. 5.2. Продольное магнитное поле в магнитном слое ленты

Обе эти проблемы можно обойти, если использовать смещение рабочей точки переменным током, называемое *высокочастотным подмагничиванием*. Для этого вместе с сигналом записи на магнитную головку подается синусоидальный ток с частотой, лежащей выше звукового диапазона. Эта частота должна не менее чем вдвое превышать высшую звуковую частоту, с которой может работать магнитофон, чтобы основные комбинационные частоты, появляющиеся при смешивании подмагничивания с сигналом, не попадали в звуковой диапазон. Уровень подмагничивания обычно выбирают в 10 раз больше сигнала.

В настоящее время аналитического решения задачи о линеаризующем эффекте переменного подмагничивания в законченном виде не существует. Нет также и достаточно убедительного физического объяснения того, как оно работает. Правда, некоторые качественные, причем превосходные результаты были получены с использованием диаграммы Прейсаха (Preisach), которая представляет систематическое упорядочение свойств магнитных доменов в ансамбле (Jorgensen, 1980a).

Важно понять, что высокочастотное подмагничивание не только линеаризует связь между магнитным полем записывающей головки H и остаточной намагниченностью ленты, но и намного увеличивает последнюю при заданной величине H .

Для длин волн, больших по сравнению с толщиной магнитного слоя, Кестер (Koester) предложил универсальную эмпирическую кривую, связывающую остаточную намагниченность с полем в зазоре записывающей головки при подмагничивании переменным током (Jorgensen, 1980b):

$$\frac{B_r}{B_{SAT}} = \frac{2}{\pi} \arctg \left[\frac{i_r}{i_{r50\%}} \right] \quad (5.4)$$

где $i_{r50\%}$ – ток записывающей головки, необходимый, чтобы обеспечить остаточную намагниченность ленты, равную половине остаточной намагниченности в режиме насыщения. Кривая, соответствующая формуле (5.4), изображена на рис. 5.3а.

Может показаться, что линейный участок кривой Кестера довольно мал. Но из рис. 5.3б видно, что при токе записи, создающем намагниченность ленты на 10 дБ ниже насыщения, нелинейные искажения составят всего 0,8%. Это означает, что остается еще около 60 дБ запаса на уменьшение уровня записи (*динамического диапазона*), до величины, соответствующей уровню шума. Заметим также, что искажения 0,8% возникают при максимальных, пиковых амплитудах, в среднем же они будут намного меньше.

Поскольку рис. 5.3а демонстрирует линейную зависимость B от i при малых токах, ясно, что *искажения типа «ступенька»* при подмагничивании отсутствуют. Напомним, что это справедливо только при правильном выборе уровня смещения (подмагничивания). Попробуем понять, что же это означает.

На рис. 5.4 показано распределение магнитного поля вблизи зазора головки, находящейся в контакте с магнитной пленкой.

Показанная часть ленты представляет собой рабочий магнитный слой. Основа ленты во много раз толще и находится сверху. Утолщение дуги окружностей на рис. 5.4 называются *зонами записи* и показывают те части ленты, в которые происходит

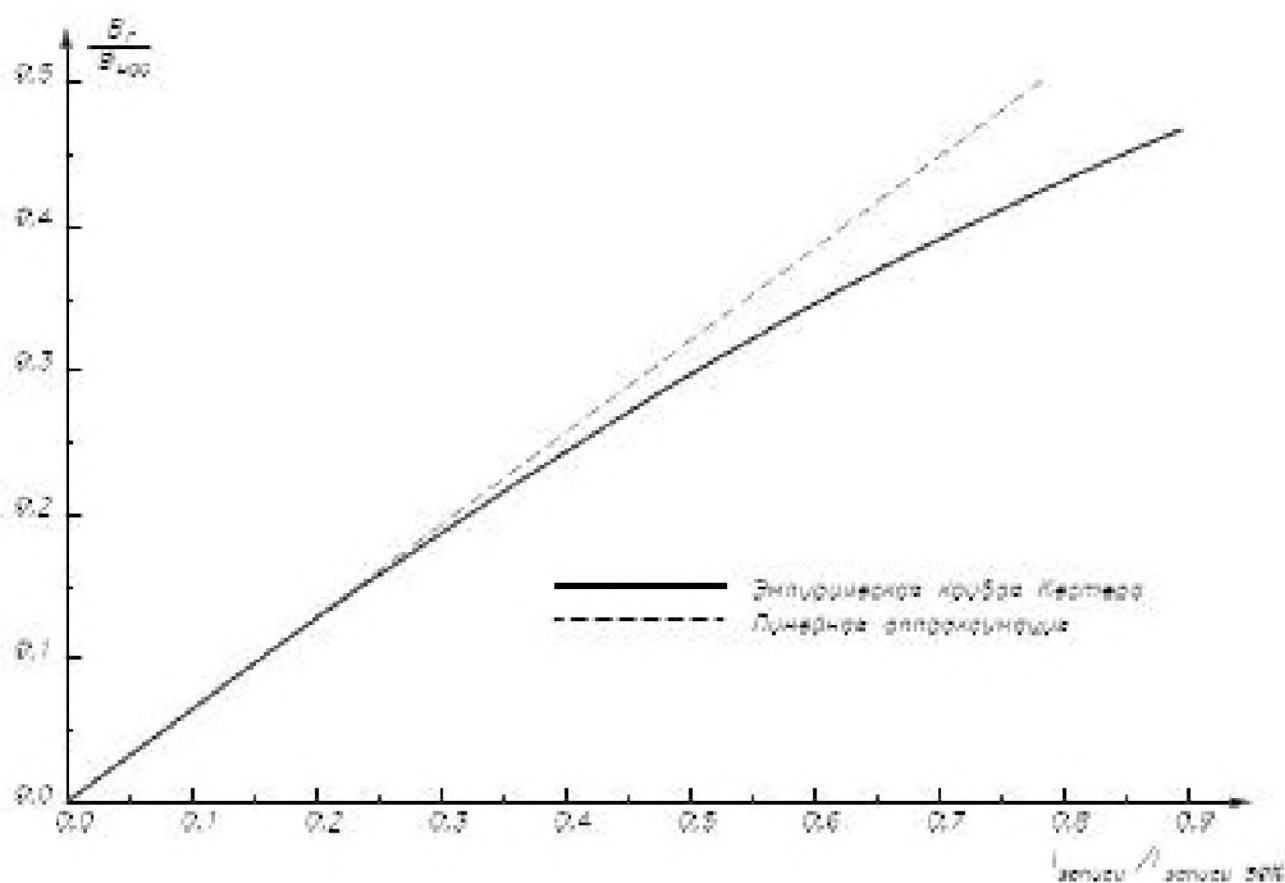


Рис. 5.3а. Линеаризующее влияние подмагничивания переменным током на зависимость остаточной магнитной индукции ленты от тока записывающей головки

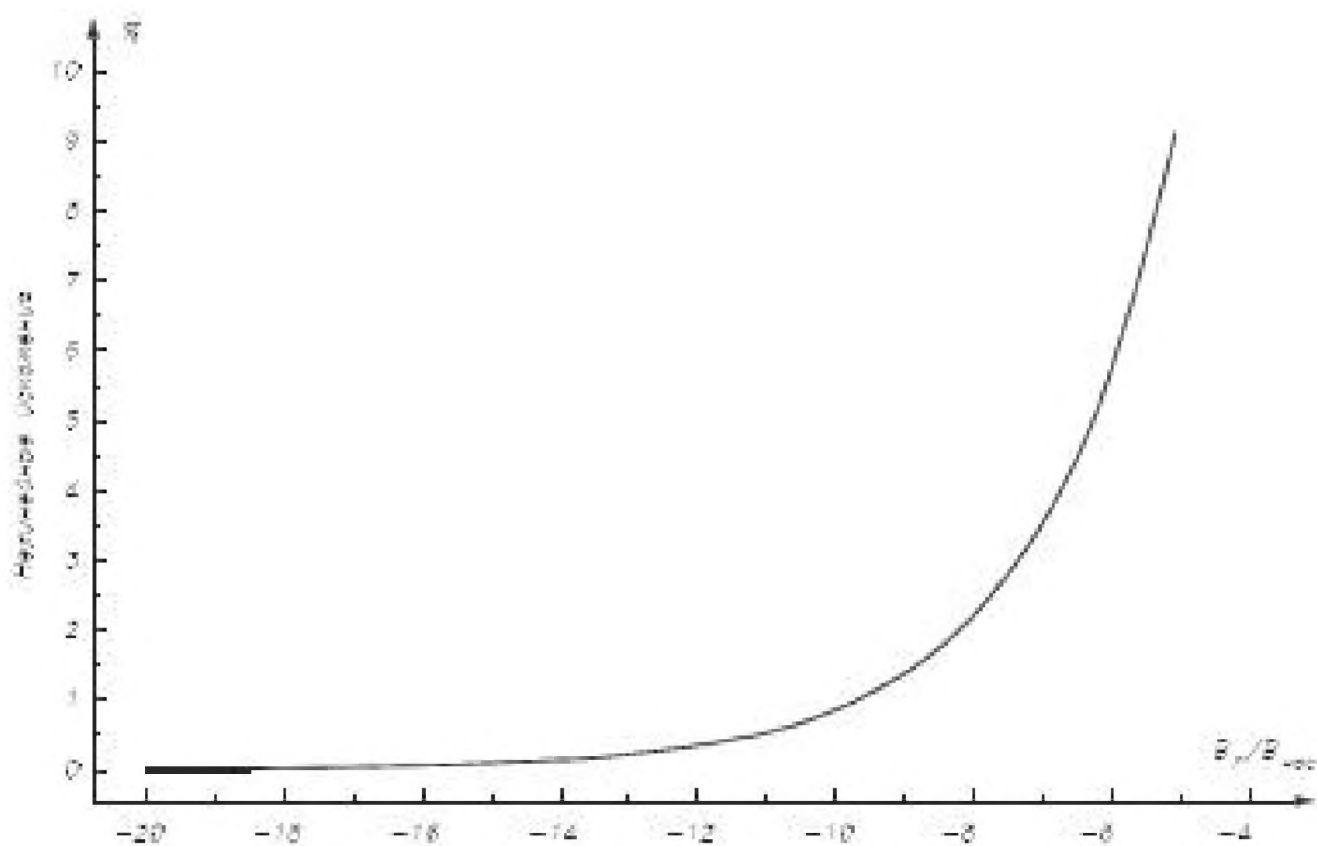


Рис. 5.3б. Зависимость нелинейных искажений сигнала от остаточной магнитной индукции, записанной на ленте

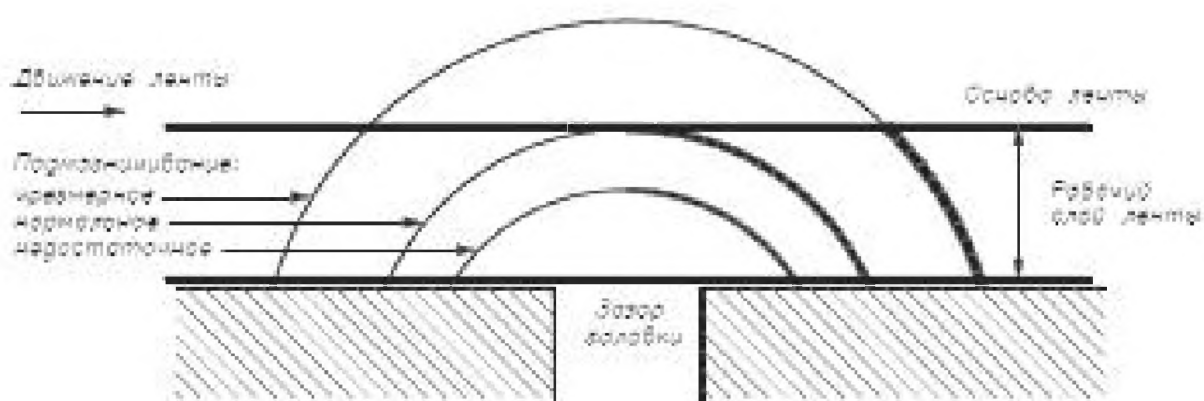


Рис. 5.4. Распределение остаточного магнитного поля в магнитном слое ленты в зависимости от уровня высокочастотного подмагничивания

запись намагниченности, соответствующей значению магнитного поля в зазоре в данный момент. Эти зоны простираются в направлении, перпендикулярном плоскости чертежа, на ширину дорожки записи и имеют форму секций тонких цилиндрических оболочек. Зоны записи расположены симметрично по обе стороны от рабочего зазора головки, создающей в центре напряженность магнитного поля $H = H_c$. Здесь H_c – критическое (минимальное) значение поля, необходимое для изменения магнитной поляризации доменов рабочего слоя ленты. Протяженность зон записи зависит от вида кривой $B = f(H)$ для доменов и радиуса линий магнитного поля.

Основываясь на рис. 5.4, можно сделать следующие заключения:

- при недостаточном подмагничивании рабочий слой ленты намагничивается не по всей толщине. Следовательно, воспроизводимое с такой записи напряжение окажется меньше возможного и с недопустимо низким отношением сигнал/шум;
- предположение о том, что записанное поле строго продольно, в большей степени справедливо для тыльной стороны магнитного слоя, а не для обращенной к головке. Это предположение выполняется, если магнитный слой находится в насыщенном состоянии, которого, конечно, следует избегать при используемом в бытовой аппаратуре типе записи;
- при нормальном уровне подмагничивания средняя линия поля зоны записи касается тыльной стороны магнитного слоя;
- при увеличении уровня подмагничивания продольная составляющая магнитного поля записи уменьшается, а поперечная увеличивается, но не создает никакого сигнала в головке при воспроизведении. Таким образом, хотя зона записи стала шире и, значит, увеличилась общая намагниченность ленты, в итоге выходное напряжение при воспроизведении уменьшается. Кроме того, чрезмерное подмагничивание ухудшает частотную характеристику в области высоких частот. Но поскольку при повышенном подмагничивании заметно снижаются шумы и искажения, нередко можно встретить магнитные ленты, записанные с подмагничиванием, в небольшой степени завышенным сознательно.

5.2. Стирание записи

Если предполагается повторное использование ленты после того, как на ней было что-нибудь записано, то должна быть предусмотрена возможность *стирания* предыдущей записи перед новой. Практически это осуществляется путем установки стирающей головки таким образом, что лента проходит мимо нее перед записывающей головкой.

В стирающую головку можно подать постоянный ток, тогда стирание выровняет ориентацию магнитного момента частиц ленты. Поскольку магнитный поток Φ при этом будет постоянным, то $d\Phi/dt = 0$, и в магнитной головке не будет наводиться никакого напряжения. Недостаток здесь заключается в том, что если уровень стирания выбран вблизи насыщения, чтобы обеспечить полное стирание, то и уровень записывающего поля должен быть настолько большим, чтобы преодолеть высокий уровень намагниченности, оставшийся после стирания. Необходимый в этом случае высокий уровень записи приведет к нелинейным искажениям.

Поэтому, как и в случае с подмагничиванием, для стирания используют переменный ток. Тот же самый генератор, который является источником тока для высокочастотного подмагничивания, используется и для стирания, но его механизм отличается от подмагничивания. При стирании на частоте подмагничивания, пока выбранная точка ленты будет проходить мимо зазора стирающей головки, поле в зазоре неоднократно изменит свое направление на противоположное. Результатом этого будет разрушение ориентации магнитных доменов рабочего слоя ленты и, следовательно, нулевое итоговое магнитное поле.

5.3. Принцип подавления шумов

Ранее в связи с частотными предыскажениями при передаче ЧМ сигналов уже упоминалось, что основной принцип подавления шумов состоит в том, что перед прохождением через зашумленный канал сигнал в определенном частотном диапазоне на передающей стороне канала дополнительно усиливается, а затем на приемной стороне ослабляется до прежнего уровня. В рассматриваемом случае зашумленным информационным каналом является процесс магнитной записи-воспроизведения.

5.3.1. Система шумопонижения Dolby®

Хотя данная система ни в коей мере не является единственной шумопонижающей, тем не менее Dolby® B используется настолько широко, что фактически является стандартом в этой области. В ней высокие частоты усиливаются при прохождении сигнала, предназначенного для записи, через схему, показанную в виде блоков на рис. 5.5.

Можно составить уравнение

$$V_{or}(s) = V_{ir}(s) [1 + T(s)] A_o \quad (5.5)$$

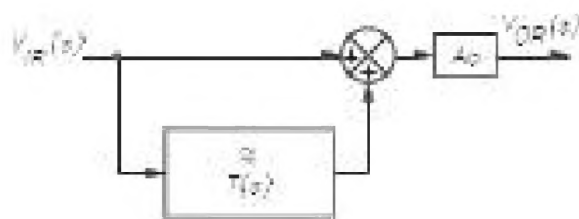


Рис. 5.5. Упрощенная блок-схема устройства записи, используемого в системе Dolby® B

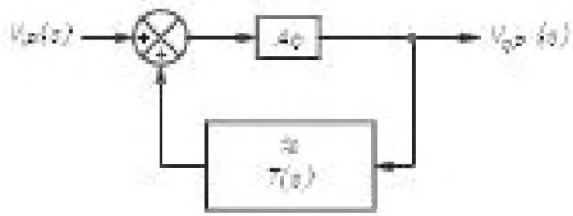


Рис. 5.6. Упрощенная блок-схема устройства воспроизведения, используемого в системе Dolby® B

Полученный в результате сигнал V_{oR} записывается, восстанавливается при воспроизведении и подается на схему воспроизведения Dolby®, показанную на рис. 5.6.

Можно написать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} [V_{iP}(s) + V_{oP}(s) \times T(s)] A_0 &= V_{oP}(s) \\ A_0 \times V_{iP}(s) &= V_{oP}(s) [1 - A_0 \times T(s)] \end{aligned} \quad (5.6)$$

Далее, если $V_{iP}(s) = V_{oR}(s)$ (что означает: записанный Dolby® сигнал подается на схему воспроизведения Dolby®), то можно скомбинировать уравнения (5.5) и (5.6) и получить следующий результат:

$$A_0 \{V_{iR}(s) [1 + T(s)] \times A_0\} = V_{oP}(s) [1 - A_0 \times T(s)],$$

из которого следует

$$\frac{V_{oP}(s)}{V_{iR}(s)} = \frac{A_0^2 (1 + T(s))}{1 - A_0 \times T(s)} \quad (5.7)$$

Из уравнения (5.7) видно, что если $A_0 = -1$, то

$$\frac{V_{oP}(s)}{V_{iR}(s)} = 1 \quad (5.8)$$

В результате выходной сигнал системы воспроизведения Dolby® равен входному сигналу системы записи Dolby®, представляющему собой сигнал обычной фонограммы. Помимо простоты схемы, гениальность системы Dolby® заключается в том, что полюс фильтра высших частот может перемещаться в зависимости от уровня сигнала. Чтобы обеспечить это свойство, необходимо иметь в системе не фиксированный, а *динамический фильтр* верхних частот. Почему это выгодно?

Вспомним, что белый шум в канале прямо пропорционален ширине полосы канала. Практически это означает, что каждая следующая октава частотной характеристики на звуковых частотах удваивает мощность шума по сравнению с тем, который был бы без этой дополнительной октавы. Следовательно, сигналы именно высокочастотной части спектра следует усиливать, чтобы улучшить отношение сигнал/шум. Очевидно также, что при уменьшении сигнала оно ухудшается, так как шум остается неизменным. Поэтому высокие частоты при низких уровнях сигнала целесообразно усиливать в большей степени.

В системе Dolby® подъем характеристики, зависящий от уровня сигнала, обеспечивается за счет смещения частоты полюса в сторону низких частот при низких уровнях сигнала. Это является функцией динамического фильтра. (Конкретный механизм исполнения будет рассмотрен далее.) Однако заметим, что для этого выходной сигнал звука выпрямляется и фильтруется, а полученное напряжение постоянного тока используется для управления рабочей точкой активного устройства, являющегося частью динамического фильтра. Добавление комбинации выпрямитель-фильтр

(R-F) к устройствам на рис. 5.5 и 5.6 дает схемы, изображенные на рис. 5.7а и 5.7б.

Важным моментом, который следует отметить, является необходимость формирования одинаковых постоянных напряжений на динамический фильтр при записи и воспроизведении, обеспечивая тем самым одинаковость частоты полюса и равенство $V_{op}(s) = V_{ir}(s)$. В свою очередь, это гарантирует верность восстановленного сигнала.

Система Dolby® обеспечивает шумопонижение примерно на 10 дБ при сравнительно простой схеме. В настоящее время она встроена почти во все высококачественные магнитофоны и широко доступна в интегральном исполнении.

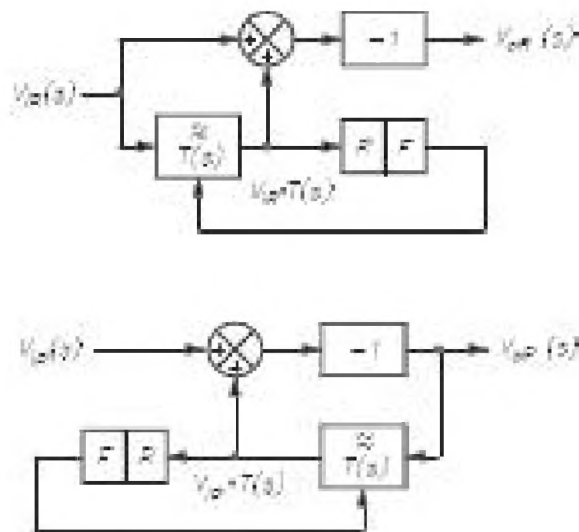


Рис. 5.7. Блок-схемы устройств, используемых в системе шумопонижения Dolby® B: а – схема записи; б – схема воспроизведения

5.4. Анализ магнитофона

Для анализа был выбран стереофонический кассетный магнитофон CD320 фирмы Marantz-Superscope. Это портативный аппарат, имеющий много функций, таких как выбор подмагничивания, предискажений и использование системы Dolby®, которые обычно присутствуют только в кассетных деках стереосистем, а также широкий выбор входных и выходных опций и измеритель уровня записи.

На рис. 5.8 показана схема одного из стереоканалов, а на рис. 5.9 – его блок-схема.

Анализ целесообразно начать с составного усилительного каскада Q101 – Q102, который предположительно реализует предискажения амплитудно-частотной характеристики при записи и коррекцию при воспроизведении (схема показана на рис. 5.10).

В первую очередь следует отметить, что между двумя каскадами имеется непосредственная связь. Это приводит к необходимости принятия мер по стабилизации рабочей точки по постоянному току. С этой целью оба каскада имеют большие эмиттерные сопротивления. Комбинации R121 – C155 и R109 – C102 являются цепями развязки. Все остальные электролитические конденсаторы можно считать короткозамкнутыми по переменному току. Это означает, в частности, что транзистор Q101, имеющий резистор в цепи эмиттера 10 кОм, благодаря конденсатору C105 нагружен по переменному току сопротивлением ~150 Ом. Эту схему можно перерисовать в виде модели устройства с обратной связью, как показано на рис. 5.11.

Здесь емкость между базой и эмиттером Q101 опущена. Ее величина не приведена, но ею можно пренебречь на звуковых частотах. Z_f – это импеданс элементов цепи обратной связи. Как следует из рис. 5.10, они могут быть разными не только в зависимости от того, находится магнитофон в режиме воспроизведения или записи, но и от установки переключателя S304 в режиме воспроизведения. Назначение

этого переключателя состоит в выборе постоянной времени коррекции EQ при воспроизведении.

Коэффициент усиления для усилителя на рис. 5.11 с отрицательной обратной связью в первом приближении можно определить в виде

$$A_f = 1/F = 1 + Z_f / R_{108}.$$

Для режима воспроизведения при разомкнутом переключателе S304 получим

$$\begin{aligned} Z_f &= R_{115} + R_{114} + \frac{R_{113}}{1 + sC_{104}R_{113}} = \\ &= \frac{R_{113} + R_{114} + R_{115} + sC_{104}R_{113}(R_{114} + R_{115})}{1 + sC_{104}R_{113}}, \end{aligned}$$

поэтому

$$A_f = 1 + \frac{(R_{113} + R_{114} + R_{115}) + sC_{104}R_{113}(R_{114} + R_{115})}{R_{108}(1 + sC_{104}R_{113})}.$$

Сопротивление R_{115} предназначено для заводской подстройки коррекции. Предположим, что оно установлено в среднее положение. Тогда $R_{115} = 1,5$ кОм, а также

$$A_f = 1 + \frac{184800 + 19,0s}{150 + 0,594s} = \frac{184950 + 19,59s}{150 + 0,594s},$$

в результате получаем

$$f_{\text{pole}} = \frac{150}{2\pi \times 0,594} = 40 \text{ Гц}$$

и

$$f_{\text{zero}} = \frac{184950}{2\pi \times 19,59} = 1502 \text{ Гц}.$$

Данные значения следует сравнить с аналогичными цифрами для схемы на рис. 4.11. Частоты полюса и 0 соответствуют постоянной времени 3960 мкс и 106 мкс, что отличается от стандартных значений 3180 мкс и 120 мкс, но легко поправляется настройкой резистора R115. Обычно это делается для постоянной времени 120 мкс.

Упражнение 5.1. Считая, что резистор R115 находится в среднем положении, определить частоту полюса и 0 при замкнутом ключе S304. Определить также постоянную времени коррекции.

Если провести аналогичный анализ для режима записи, то получим:

$$A_f = \frac{(R_{117} + R_{108}) + sC_{158}R_{117}R_{108}}{R_{108}(1 + sC_{158}R_{117})},$$

откуда

$$\omega_p = \frac{1}{C_{158}R_{117}} \Rightarrow f_p = 117 \text{ кГц}$$

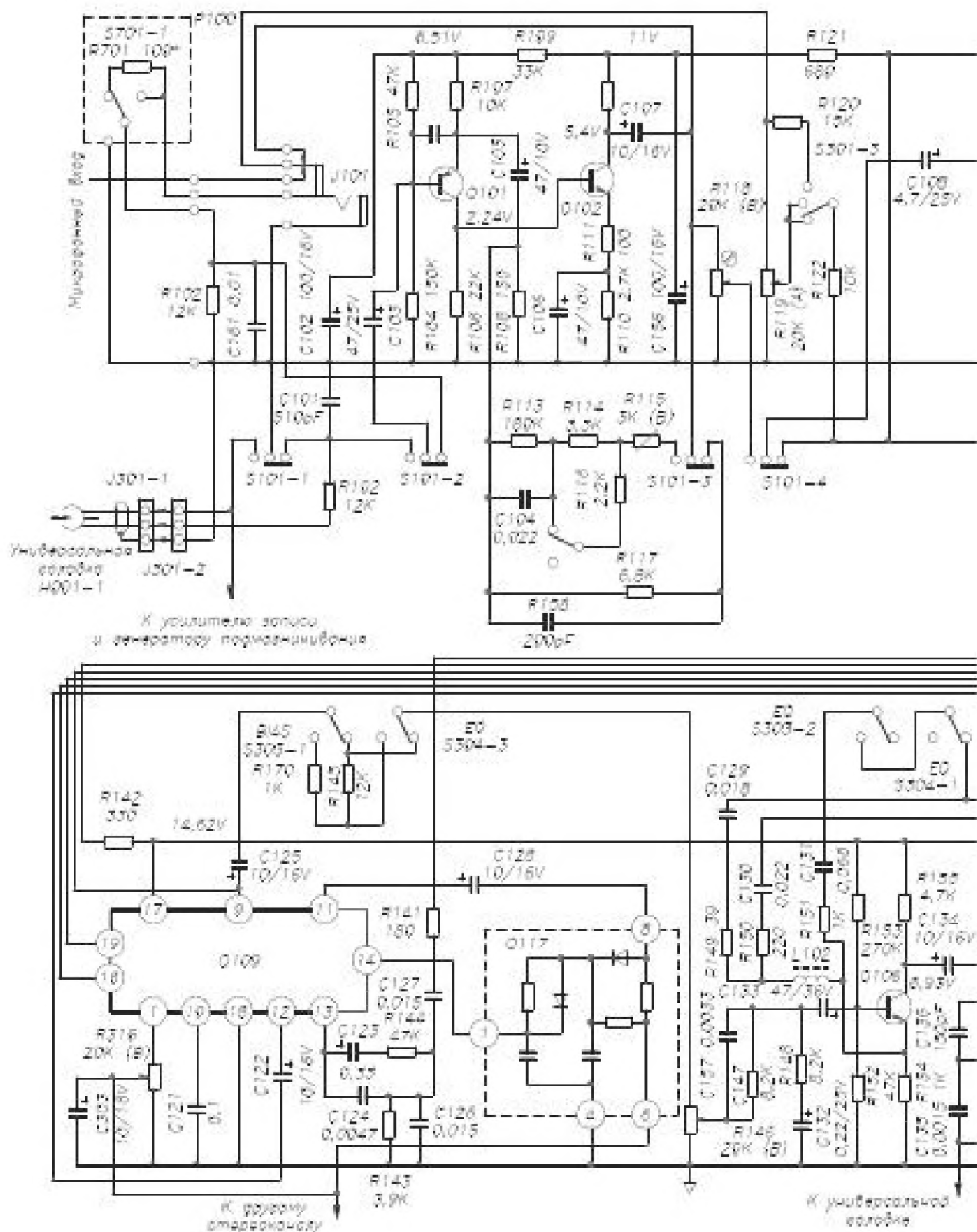


Рис. 5.8. Схема одного из стереоканалов кассетного магнитофона CD320

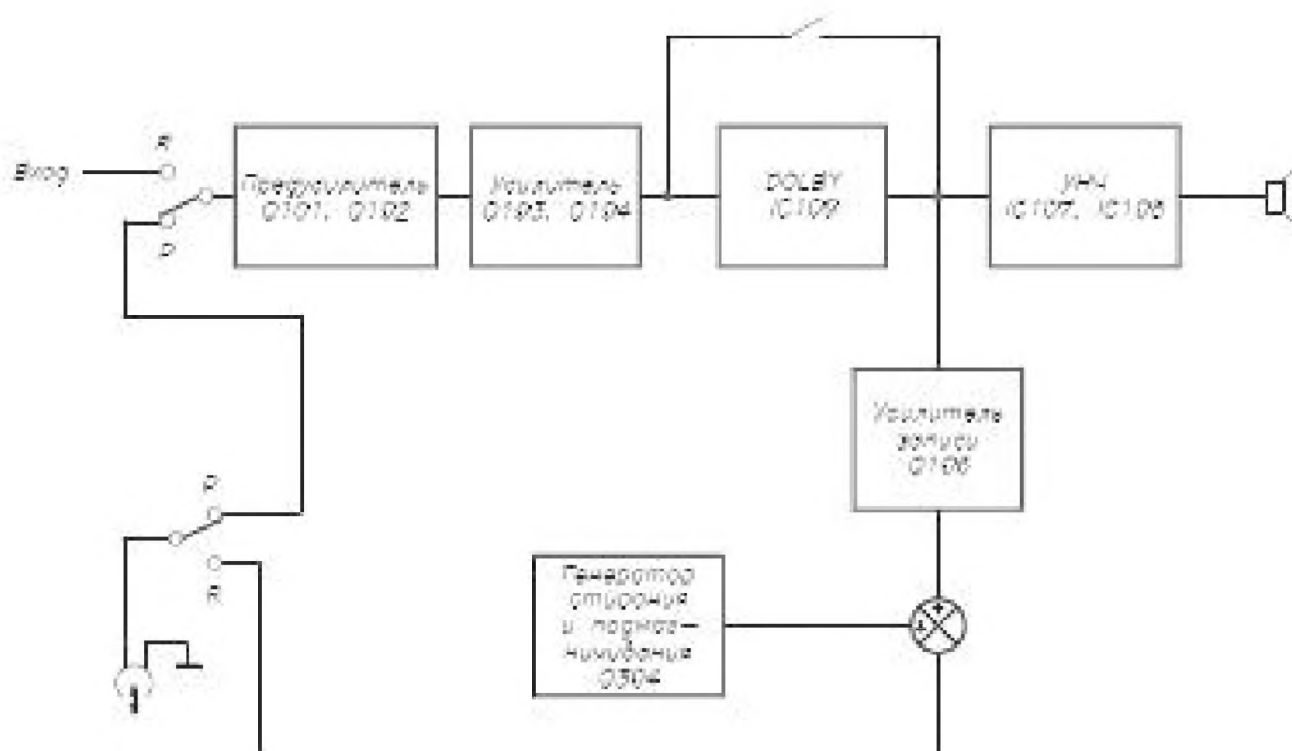


Рис. 5.9. Блок-схема одного канала кассетного магнитофона CD320. Один и тот же генератор подмагничивания обслуживает оба стереоканала, а единственный громкоговоритель может подключаться к любому из каналов либо к суммарному сигналу двух каналов

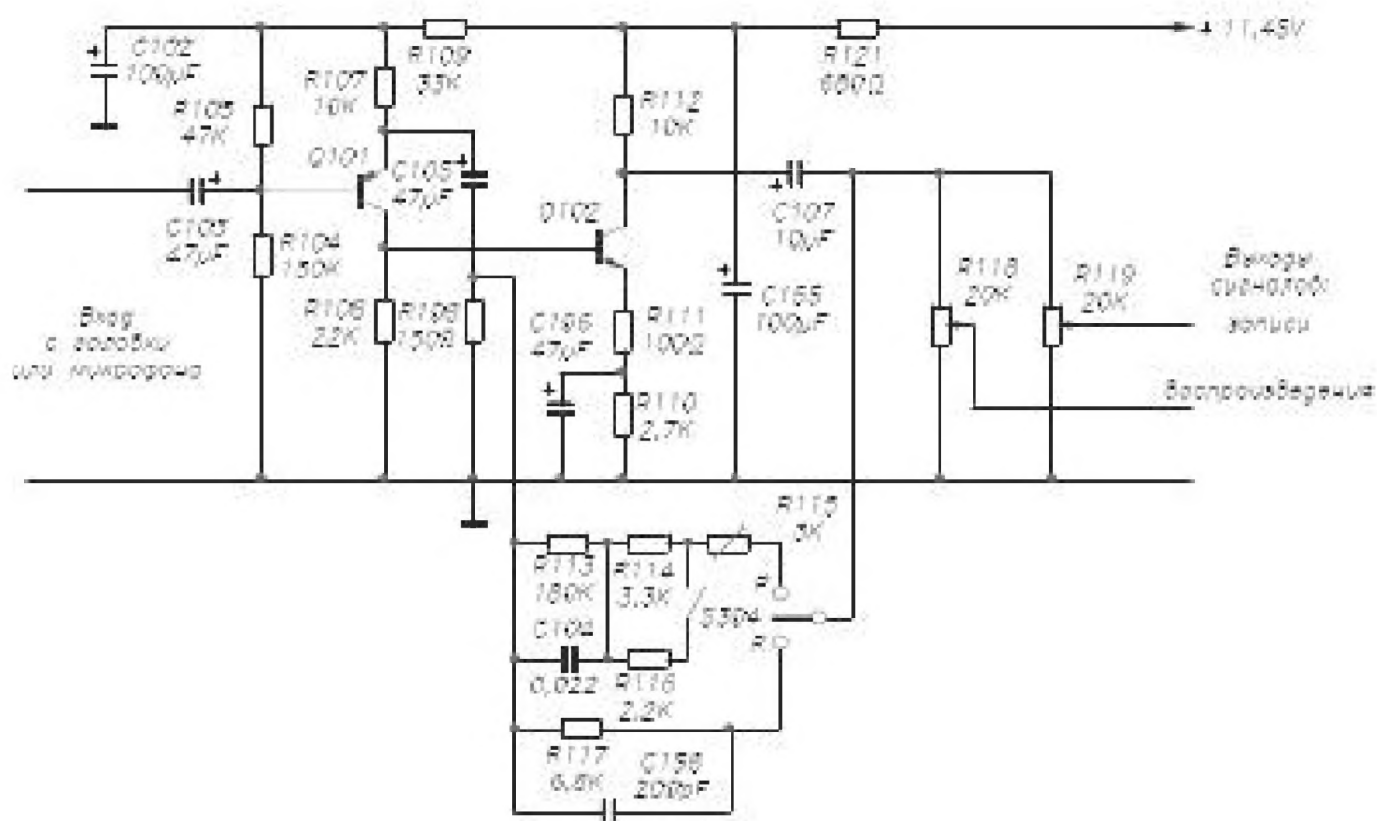


Рис. 5.10. Схема переключаемого предусилителя, используемого в кассетном магнитофоне CD320

и

$$\omega_z = \frac{R_{117} + R_{108}}{C_{158} R_{117} R_{108}} \Rightarrow f_z = 5,41 \text{ МГц}.$$

Столь высокие частоты свидетельствуют, что при записи эта схема не вводит полезных частотных предискажений. Хотя и существует вероятность пропуска элементов в схеме или ошибки в указании параметров одного из элементов обратной связи, далее будет понятно, что предискажения осуществляются также и в другом каскаде.

Следующий каскад также является усилителем напряжения с отрицательной обратной связью. Его схема показана на рис. 5.12.

Все электролитические конденсаторы можно считать короткозамкнутыми по переменному току. Следует заметить: без учета цепи обратной связи усилителя конденсатор C154 дает частоту нижнего полюса 135 Гц, что не отвечает критериям высококачественной частотной характеристики. Но из-за наличия отрицательной обратной связи эта частота уменьшается в отношении, равном коэффициенту усиления с обратной связью, что намного сдвигает полюс в нижнюю часть звукового диапазона частот.

Поскольку конденсатором C154 эмиттер транзистора Q104 заземлен по переменному току, то через резистор R126 не передается никакого сигнала обратной связи. Он просто подключен параллельно входу. Обратная связь по напряжению в этом каскаде не зависит от частоты и образуется резисторами R123 и R125, которые обеспечивают в первом приближении коэффициент усиления, равный 11. Конденсаторы C110 и C111 обратной связи вызывают в своих каскадах спад коэффициента усиления в начале мегагерцевого диапазона. Их главное назначение – предотвратить высокочастотное возбуждение и/или уменьшить полосу шумов.

Сигнал на вход только что рассмотренного усилителя поступает по пути, который зависит от того, в каком режиме находится магнитофон – воспроизведения или записи. В последнем случае на него поступает сигнал для записи от микрофона или с *линейного входа*, предназначенного для сигналов, имеющих достаточно большую амплитуду (от десятых долей вольт до вольт) и плоскую частотную характеристику. В любом случае сигнал, приходящий в эту точку, будет характеризоваться

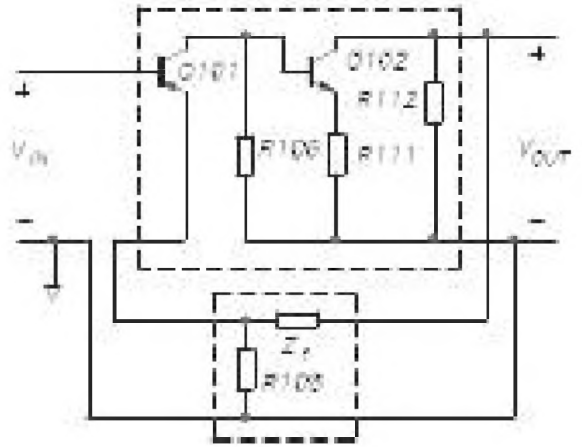


Рис. 5.11. Модельное представление для схемы на рис. 5.10 в виде устройства с обратной связью. Очевидно, что это усилитель с отрицательной обратной связью по напряжению. Заметим, что Z_r , содержащая элементы цепи обратной связи, изменяется в зависимости от положения ключа S304 и режимов записи/воспроизведения

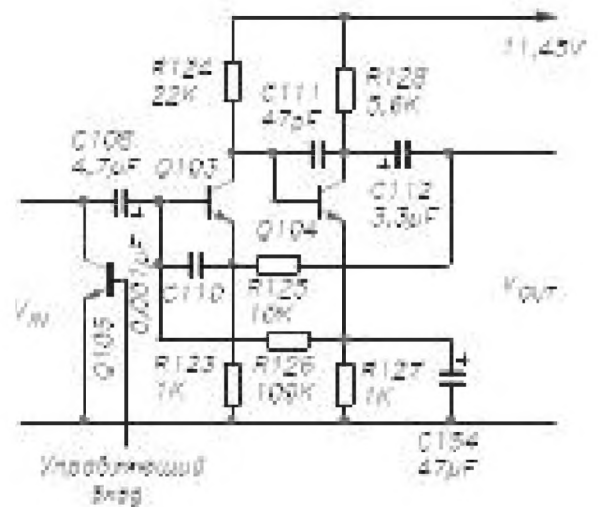


Рис. 5.12. Схема усилителя кассетного магнитофона CD320

внутренним сопротивлением источника порядка нескольких килоомов. Проводимость коллектор-эмиттер транзистора Q105 по существу является выходным элементом делителя напряжения, входной элемент которого образует сопротивление источника сигнала. Таким образом, транзистор Q105 играет роль специального ограничителя или аттенюатора, что зависит от управляющего сигнала, поступающего на его базу. В этом магнитофоне предусмотрен выбор следующих возможностей:

- автоматическая регулировка уровня записи;
- ручная установка уровня записи;
- режим ограничения.

В последнем случае ограничиваются динамические выбросы сигнала, которые могли бы перегрузить схему. Другие части сигнала не затрагиваются. В каждом из трех режимов на базу транзистора Q105 подаются разные сигналы. При ручной установке уровня записи и при воспроизведении база транзистора Q105 соединяется только с резистором R170 и транзистор Q105 эквивалентен разомкнутой цепи. На рис. 5.13а показана схема, управляющая базой транзистора Q105 в режиме ограничения, а на рис. 5.13б – для режима АРУЗ.

Наряду с очевидным и оправданным различием, состоящим в том, что режим АРУЗ работает, оценивая сигналы в обоих каналах, а режим ограничения – отдельно для каждого канала, существует еще одно, весьма существенное. Оно заключается во временных параметрах, называемых *временем срабатывания и восстановления*. Первое устанавливает, сколько времени должен длиться сигнал перегрузки до начала его автоматического ослабления. Второе – это время возврата автоматики ослабления сигнала в исходное состояние после прекращения сигнальной перегрузки.

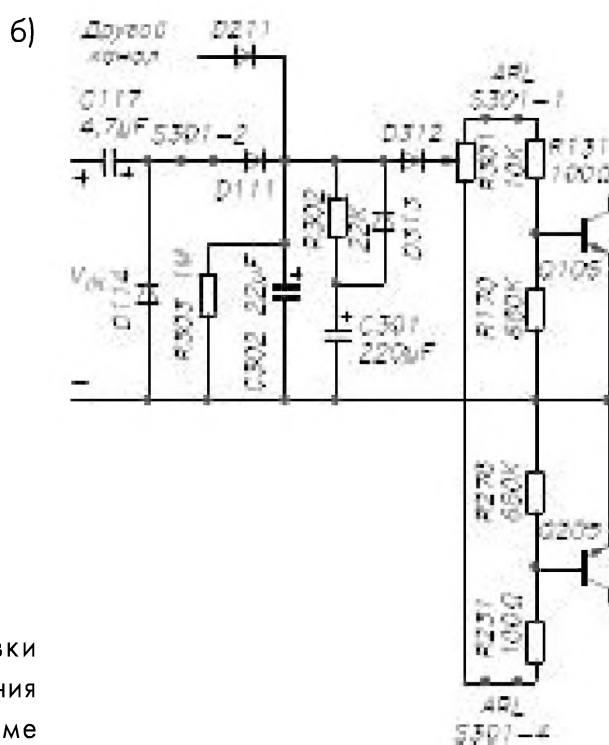
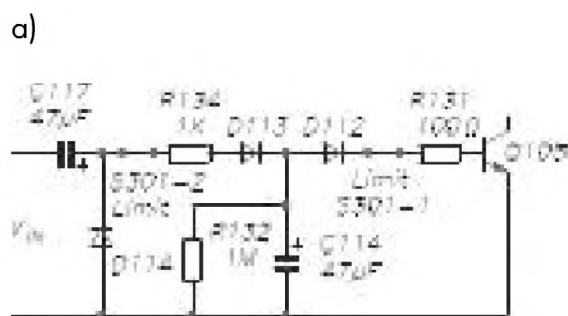


Рис. 5.13. Коммутируемая схема защиты от перегрузки кассетного магнитофона CD320: а – в режиме ограничения выбросов сигнала (S301 в положении Limit); б – в режиме автоматической регулировки уровня записи (S301 в положении ARL)

Так как результаты компьютерного моделирования, проведенного для этих схем с помощью программы PSPICE®, плохо согласовались с экспериментом, их временные характеристики были определены экспериментально.

Измерения проводились на частоте входного сигнала 1 кГц. Вначале на вход подавался синусоидальный входной сигнал напряжением 0,6 В (действующее значение). После выдержки времени, необходимого для стабилизации выходного сигнала, входное напряжение скачком изменялось до 0,85 В и регистрировалась переходная характеристика в режиме срабатывания. В качестве выходной переменной был выбран ток базы транзистора Q105. После того как этот ток достигал нового установившегося значения, входной сигнал скачком снижался снова до значения 0,60 В и регистрировалась переходная характеристика в режиме восстановления. Измеренные характеристики для режима ограничения выбросов сигнала показаны на рис. 5.14а, а для режима АРУЗ – на рис. 5.14б.

Очевидно, что время срабатывания в режиме ограничения выбросов очень мало. Возврат тоже происходит довольно быстро, хотя начальное значение di_b/dt составляет только около половины значения этого параметра при срабатывании. Данные результаты заметно контрастируют с аналогичными для режима АРУЗ. В этом случае время срабатывания оказалось в четыре раза больше, чем для режима ограничения, хотя уже через 0,2 с базовый ток кажется уже достигшим конечного уровня. На самом деле он продолжает возрастать и далее (примерно 30 с), но с гораздо меньшей скоростью. Процесс восстановления характеризуется быстрым началом (0,3 с) с общей продолжительностью спада тока базы до уровня 1% около 55 с. Нужная величина постоянной времени при этом обеспечивается цепочкой R303 – C302, а транзистор Q205 выполняет во втором канале ту же функцию, что и Q105 в рассматриваемом. Регулировка стереобаланса характеристик АРУЗ осуществляется резистором R301.

Далее сигнал поступает на микросхему Q109, представляющую собой двухканальный шумоподавитель по системе Dolby® В. Блок-схема одного канала микросхемы HA11226 фирмы Hitachi с элементами, общими для обоих стереоканалов, и внешними компонентами из схемы магнитофона CD-320 показана на рис. 5.15.

Здесь усилитель A_0 соответствует усилителю, показанному на рис. 5.5 и 5.6, а также выполняет операцию суммирования. Элемент с заключенным в прямоугольник резистором обозначает сопротивление, управляемое напряжением и составляющее основу динамического фильтра. Напряжение постоянного тока, управляющее этим фильтром, поступает на вывод 14 ИС.

Входной сигнал через конденсатор C119 подается на вход буферного усилителя (вывод 15 ИС), на который через резистор R139 поступает также смещение от внутреннего источника стабилизированных опорных напряжений. Выходной сигнал этого усилителя является одним из двух входных сигналов суммирующего усилителя A_0 , создающего выходной сигнал ИС. Путь сигнала от вывода 15 через буферный усилитель A_0 и далее на выход через вывод 9 иногда называют *главной ветвью*. Если бы на входе усилителя A_0 был только один сигнал, то выходной сигнал был бы копией входного сигнала, не обработанного по системе Dolby®. Как показано в нижней части схемы, это происходит, если переключатель S302-1 находится

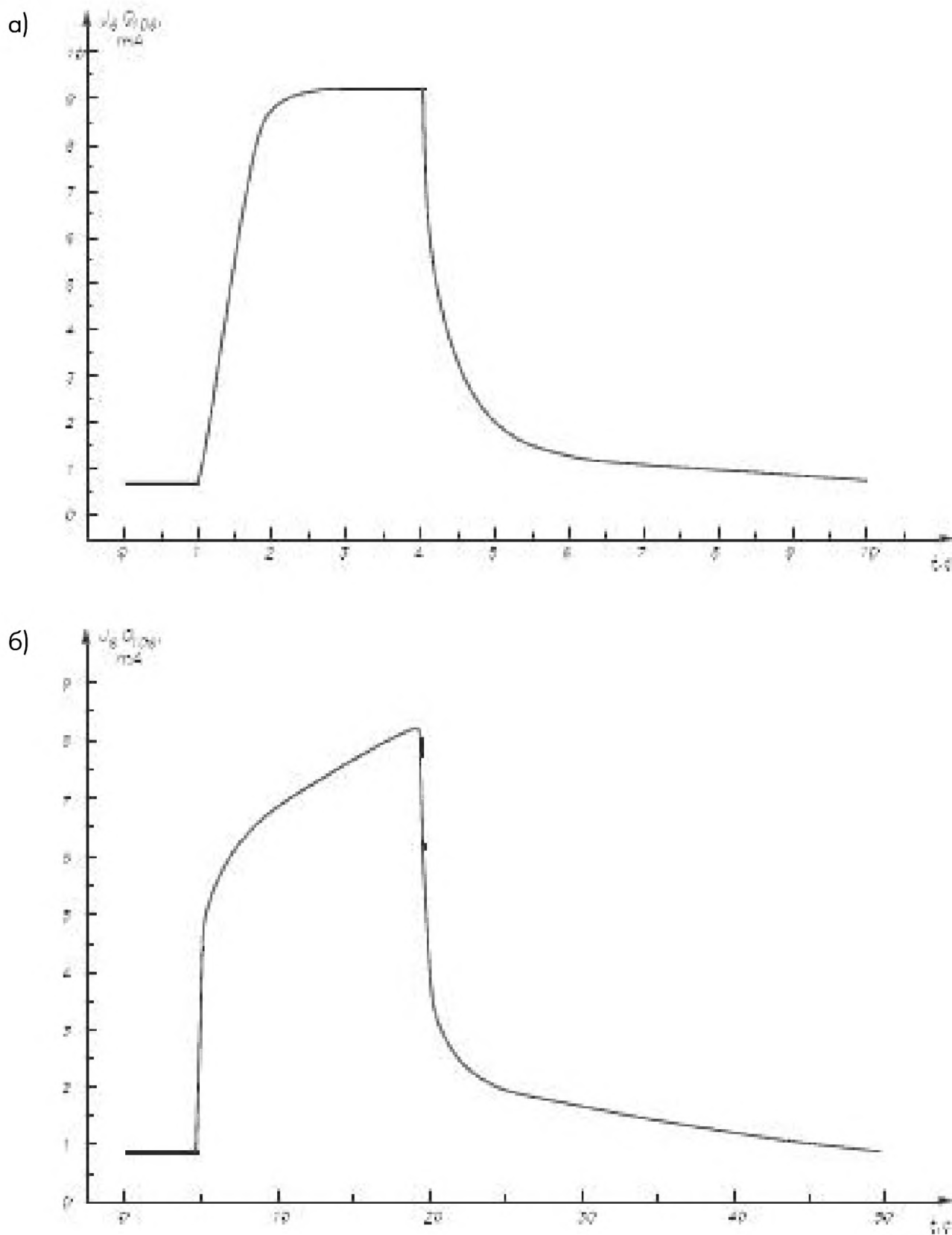


Рис. 5.14. Переходные характеристики схем защиты от перегрузки, показанных на рис. 5.13: а – режим ограничения выбросов сигнала; б – режим автоматической регулировки уровня записи

в выключенном положении, так как в этом случае входной сигнал на динамический фильтр или на схему, которая следует за ним, не подается. Таким образом, сигнал в так называемой *боковой ветви* равен 0.

Эти упрощения позволяют привести схему динамического фильтра к виду, показанному на рис. 5.16.

Очевидно, это фильтр высших частот, так как на высоких частотах $V_{13} \rightarrow V_{12}/2$. Передаточная функция для этой цепи квадратичная и в числителе и в знаменателе:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = sC_{TH}R_{143}r_v(1 + sC_{124}R_{144}) / \{s^2C_{TH}C_{124}R_{143}R_{144}r_v +$$

$$+ s[r_v(C_{124}R_{144} + C_{TH}R_{143}) + R_{143}R_{144}(C_{124} + C_{TH})] + (r_v + R_{143} + R_{144})\}.$$

Из этого уравнения можно рассчитать зависимость частоты F_c среза фильтра по уровню – 3 дБ от величины R_v (рис. 5.17).

На графике видно, что если при уменьшении сигнала, поданного на вывод 14, r_v увеличивается, то частота среза фильтра уменьшается, как это и должно происходить при правильной работе системы Dolby®.

Выходной сигнал динамического фильтра через буферный усилитель подается на второй вход усилителя A_o , где суммируется с сигналом главной ветви и через вывод 9 ИС поступает на транзисторный каскад Q106, который, как следует из рис. 5.9, является усилителем записи.

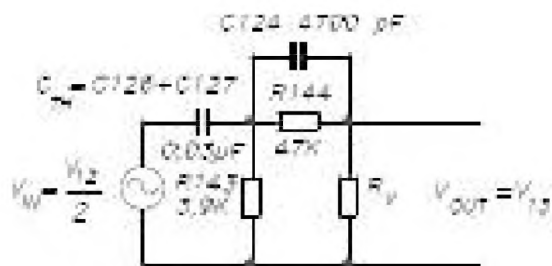


Рис. 5.16. Упрощенная схема динамического фильтра, показанного в нижней части рис. 5.15

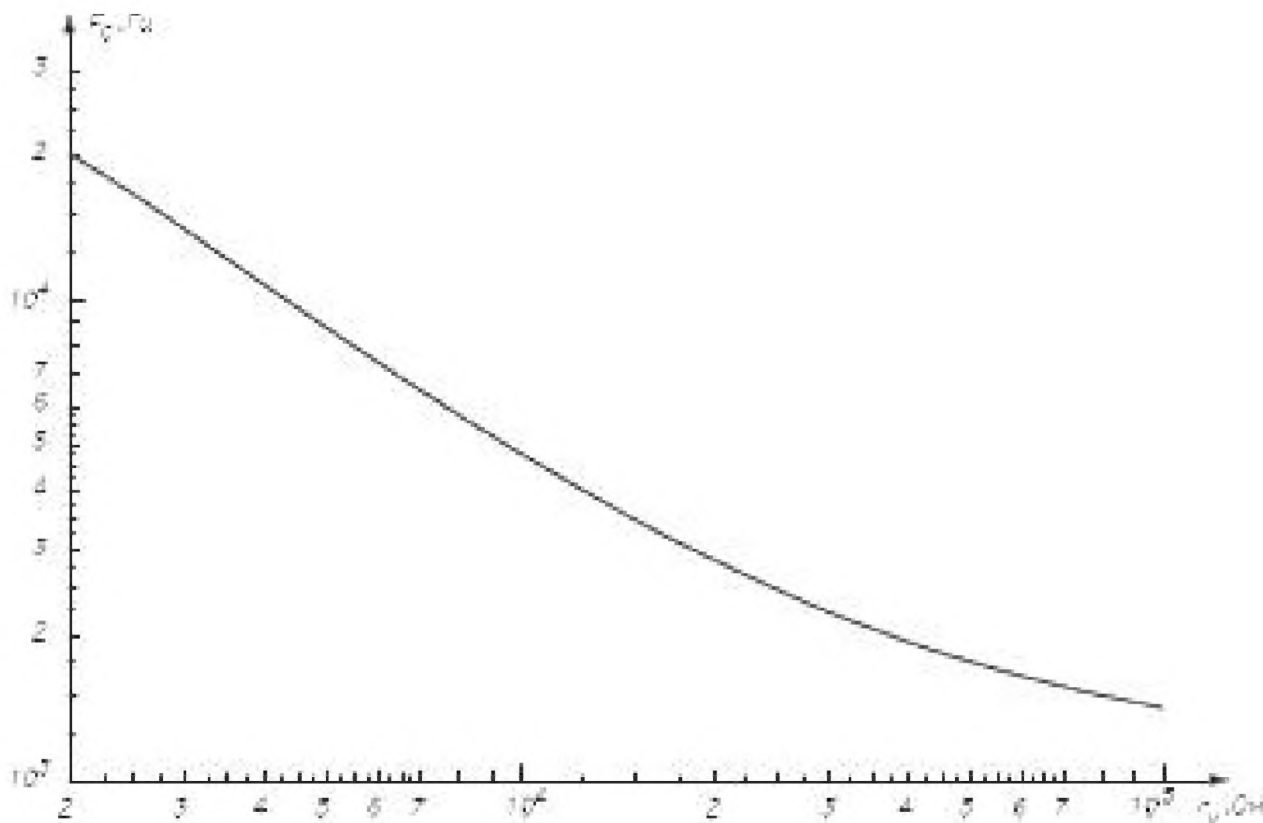


Рис. 5.17. Зависимость частоты среза динамического фильтра верхних частот, показанного на рис. 5.16, от величины сопротивления R_v

Динамический фильтр управляется напряжением постоянного тока, полученным путем выпрямления и фильтрации сигнала боковой ветви. Последний формируется на выходе усилителя-ограничителя (вывод 11 ИС). Комбинация выпрямитель-фильтр заключена в рамку из штриховых линий в правом нижнем углу рис. 5.15. Фирма Marantz не публикует данных элементов, поэтому на схеме приведены номиналы, рекомендуемые фирмой Hitachi для микросхемы HA11226. Конденсатор 0,33 мкФ и питающий его диод представляют собой комбинацию выпрямитель-фильтр. Германиевый диод и резистор 12 кОм создают статическое смещение кремниевого диода, которое может изменяться потенциометром R316. Положение этого регулятора определяет пороговый уровень звукового сигнала, при котором появляется управляющее напряжение на выводе 14. Выше этого порога управляющее постоянное напряжение изменяется пропорционально амплитуде входного переменного напряжения, причем коэффициент пропорциональности не зависит от установки потенциометра R316. Этот регулятор недоступен для пользователя и является сервисной настройкой. Выходное управляющее напряжение через вывод 14 ИС изменяет величину r_v .

5.4.2. Режим воспроизведения

В режиме воспроизведения входной сигнал через буферный усилитель подается на один из входов усилителя A_0 . Инвертированный выходной сигнал от A_0 поступает на динамический фильтр, и полученный сигнал боковой ветви подается на сложение в A_0 . Поскольку усилитель A_0 инвертирующий, то фаза сигнала боковой ветви при воспроизведении будет противоположна фазе этого сигнала при записи и корректирующая добавка к сигналу, записанная на ленте, вычитается вместе со значительной долей шума. В результате создается новая версия исходного сигнала с пониженным уровнем шумов.

Выходной сигнал системы шумопонижения Dolby® поступает на микросхемы усилителя Q107 и Q108, которые детально рассматриваться не будут, несмотря на необычную конфигурацию. Это *мостовой усилитель*. На входы двух усилителей подаются сигналы, равные по амплитуде, но противоположные по фазе, затем их выходы подключаются к двум сторонам нагрузки. В результате, когда напряжение на выходе одного усилителя увеличивается от статического равновесного значения, напряжение на выходе другого уменьшается на такую же величину. Следовательно, в мостовом усилителе происходит удвоение амплитуды напряжения и учетверение мощности на нагрузке по сравнению с одним усилителем такого же типа, работающим при том же напряжении питания. При этом появляется возможность исключить конденсатор в цепи связи с нагрузкой, если статические напряжения покоя двух усилителей мало отличаются друг от друга, что не сделано в данной схеме. Это условие обычно выполняется, если оба усилителя исполнены в одной микросхеме. Усилитель мостового типа часто используется в компьютерных каналах звука, которые должны работать при напряжении питания 5 В или меньше.

5.4.3. Усилитель записи

Как уже выяснялось, усилитель на транзисторах Q101, Q102 не вносит никаких существенных предыскажений, которые всегда должны создаваться при записи

(см. главу 4), чтобы скомпенсировать спад отдачи головки воспроизведения на высоких частотах. Часто используется также дополнительный подъем уровня сигнала на низких и высоких частотах с целью улучшения отношения сигнал/шум.

Каскад на транзисторе Q106 выходной в канале записи, нагрузкой которого является магнитная головка. По существу, это усилитель с разделенной нагрузкой и частотно зависимыми импедансами из нескольких элементов в цепях базы и эмиттера, формирующих предискажения. Конфигурация эмиттерной цепи зависит от состояния переключателей коррекции EQ и уровня подмагничивания. На рис. 5.18 показана схема этого каскада для вариантов использования кассет FeCr и Metal, рассчитанных на коррекцию с постоянной времени 70 мкс¹.

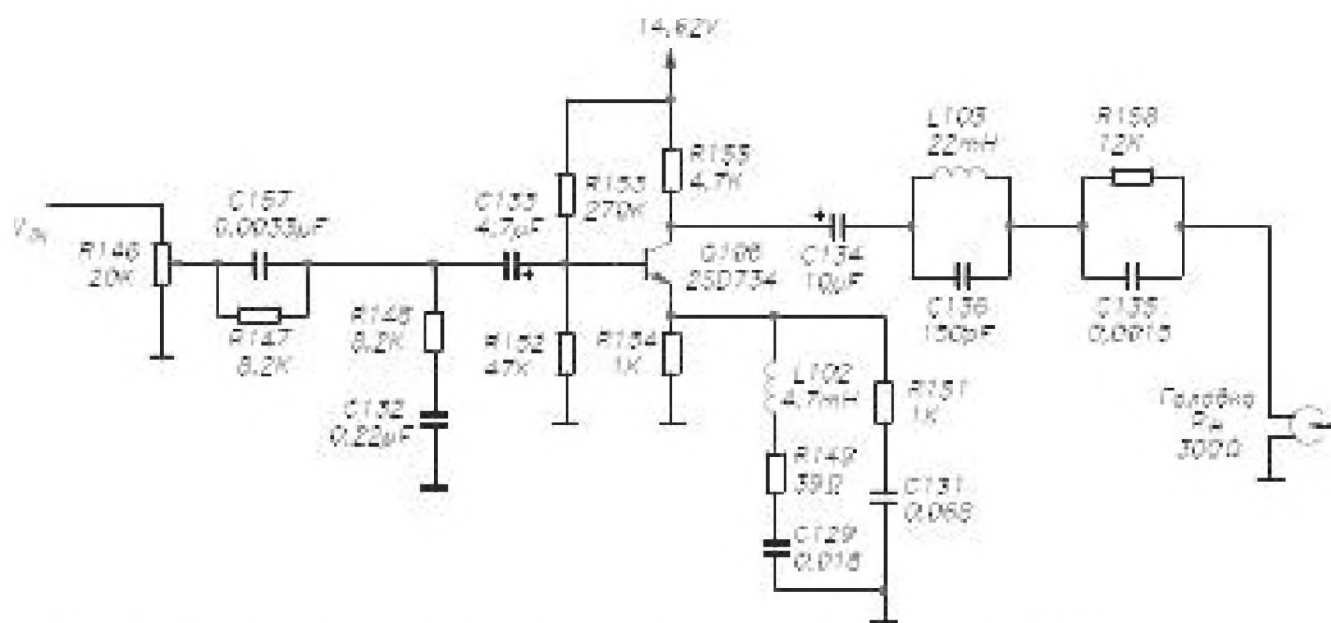


Рис. 5.18. Схема усилителя записи для универсальной головки магнитофона CD320

Эту схему лучше всего анализировать с помощью компьютера. На рис. 5.19. показана полученная с помощью программы PSPICE® зависимость напряжения на головке от частоты при единичном входном напряжении и заданном импедансе записывающей головки 300 Ом.

Частотная характеристика имеет небольшой подъем на низких частотах и резонансный на частоте несколько большей 10 кГц. Первый обеспечивает улучшение отношения сигнал/шум в области низких частот, а второй компенсирует спад частотной характеристики головки на высоких частотах.

¹ Кассетные магнитофоны могут быть оснащены переключателями, обеспечивающими высокое качество при работе с кассетами четырех типов: тип I (маркировки Normal, LN, EQ 120 мкс, нормальные уровни записи и подмагничивания), тип II (EQ 70 мкс, FeCr, Chromdioxid I, нормальный уровень записи и увеличенный уровень подмагничивания), тип III (EQ 70 мкс, Chromdioxid II, увеличенные уровни записи и подмагничивания) и тип IV (EQ 70 мкс, Metal, большие уровни записи и подмагничивания). Известны также высококачественные кассетные деки (магнитофоны без УНЧ, в приборном исполнении), обеспечивающие регулировку уровней записи и подмагничивания пользователем по критериям максимальной полосы частот и минимума шумов. – Прим. ред.

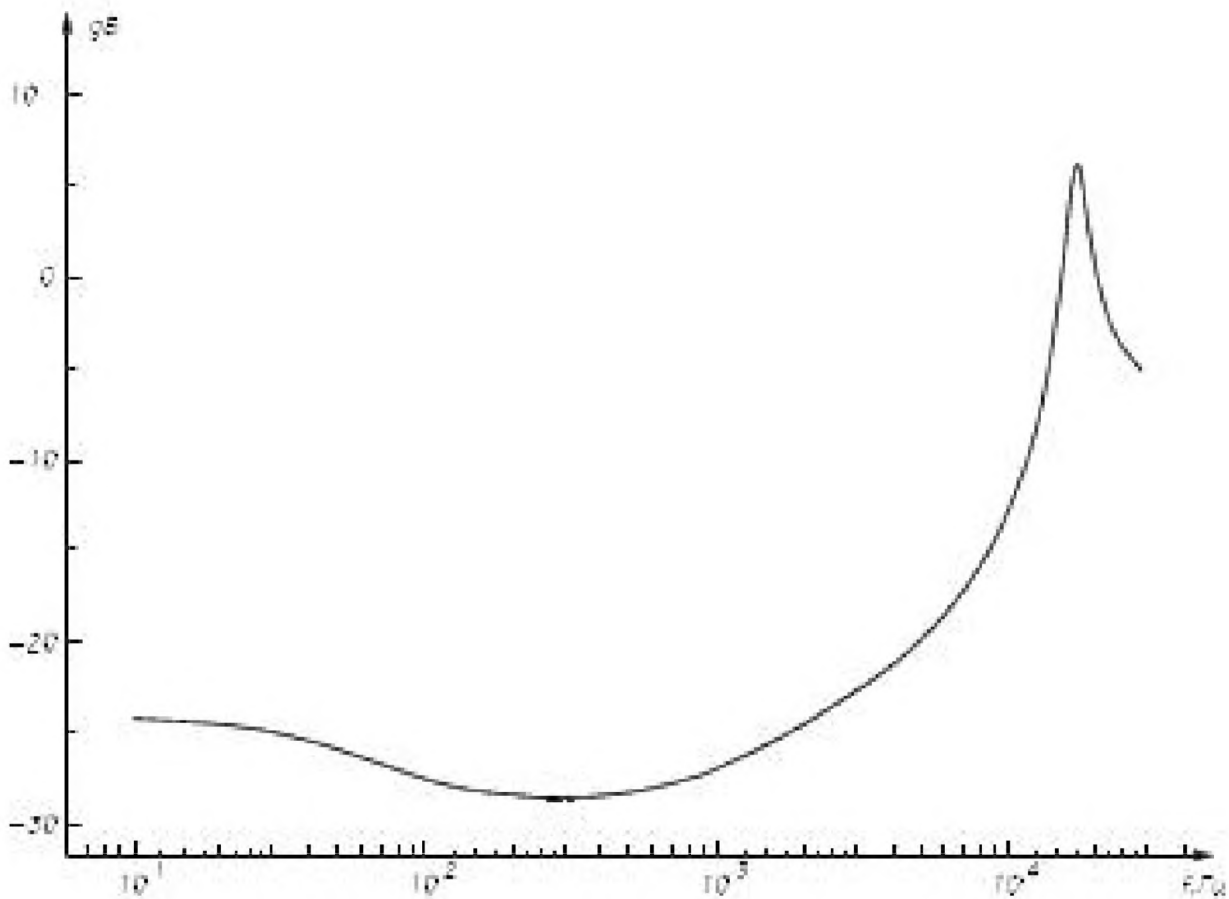


Рис. 5.19. Частотная характеристика усилителя записи, изображенного на рис. 5.18

5.4.4. Генератор стирания

Рис. 5.20 позволяет проанализировать схему, выполненную на транзисторах Q301 – Q305.

Ее назначение вполне очевидно. Подключенная к блоку стирающая головка указывает на то, что он должен содержать *генератор стирания и подмагничивания*. Эта головка подключается к вторичной обмотке трансформатора Т302, первичная обмотка которого возбуждается транзистором Q304. Отвод от вторичной обмотки Т302 служит для подачи высокочастотного подмагничивания на записывающие головки. При более внимательном рассмотрении оказывается, что средний вывод первичной обмотки трансформатора Т302 заземлен по переменному току конденсатором С318. Поэтому эта обмотка передает сигнал с коллектора на базу. Для переменного тока схему без вторичной обмотки можно изобразить, как показано на рис. 5.21а.

Цепь обратной связи показана на рис. 5.21б. Для ее анализа запишем уравнения

$$I = I_1 + I_2 + sC(V + V_F),$$

$$V = sL_2 I_2 - sM I_1,$$

$$sC_1 R \times V = -(2sC_1 R + 1) V_F,$$

и

$$sL_1 I_1 - sM I_2 = (I - I_1)/sC + V,$$

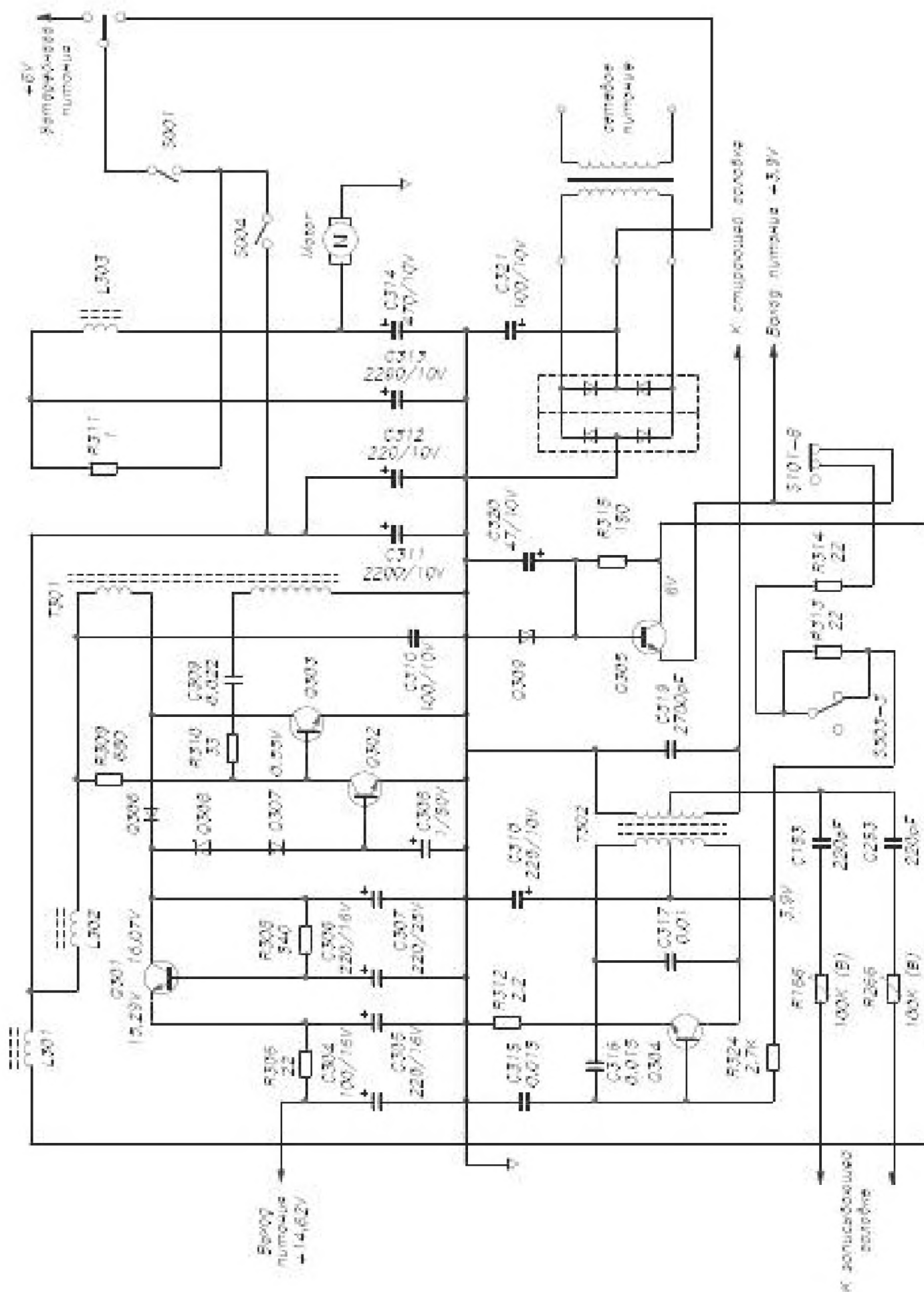


Рис. 5.20. Схема генератора подмагничивания и блока питания магнитофона CD320

где $C_1 \equiv C_{315} = C_{316}$, $C \equiv C_{317}$, а R – входное сопротивление транзистора с учетом шунтирования резистором R_{324} .

Если предположить, что существует идеальная связь по магнитному потоку-сцеплению между обмотками L_1 и L_2 трансформатора, то передаточная функция имеет вид:

$$F = \frac{V_F}{I} = \frac{s^2 M C_1 R}{-s^3 L_2 C_1^2 R + [1 + s^2 (L_e C + L_2 C_1)] (2s C_1 R + 1)} \quad (5.9)$$

где $L_e \equiv (\sqrt{L_1} + \sqrt{L_2})^2$.

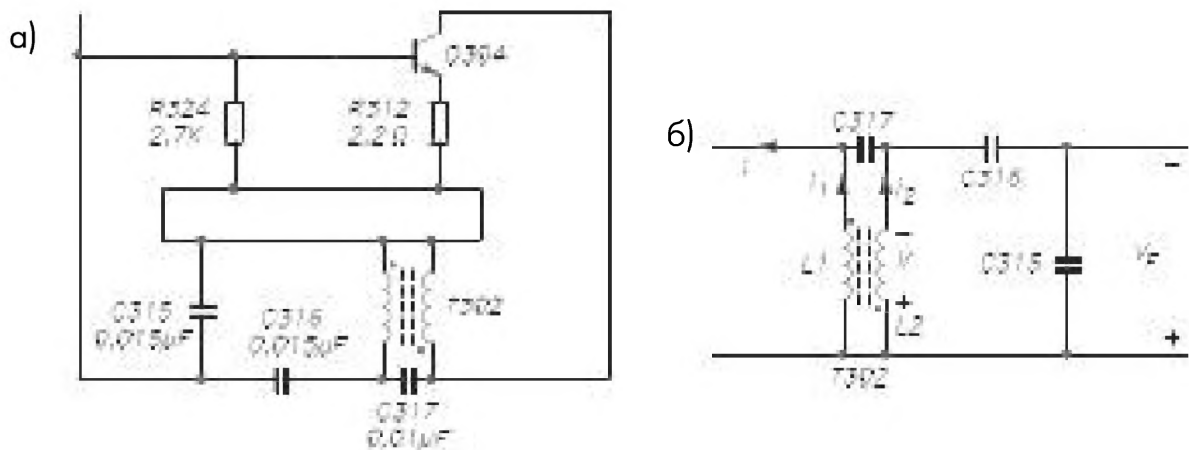


Рис. 5.21. Модельное представление генератора подмагничивания: а – схема в целом, б – цепь обратной связи

Упражнение 5.2. Пользуясь уравнением (5.9), определите частоту генерации и минимальный коэффициент усиления транзистора, необходимый для возникновения колебаний.

Правильные ответы к этому упражнению следующие:

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{(L_e C + L_2 C_1 / 2)}}$$

и

$$g_m \geq \frac{N_2}{N_1 R},$$

где использовано соотношение:

$$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}.$$

Если бы не предполагалась идеальная связь по потоку, то задача стала бы чрезвычайно громоздкой и минимальное значение коэффициента усиления g_m оказалось бы заметно больше. Фактические значения g_m для возникновения колебаний обычно более чем на порядок превышают расчетные.

5.4.5. Схема источника питания

Можно отметить, что положительное напряжение питания для коллекторной и базовой цепей транзистора Q304 (3,9 В) поступает от транзистора Q305, который включен по классической схеме стабилизатора напряжения на эмиттерном повторителе со стабилитроном в цепи базы (рис. 5.22).

Анализ схемы по постоянному току приводит к результату:

$$V_{out} = \frac{V_z R_{315} + v_{in} r_z - V_{BE} (r_z + R_{315})}{(r_z + R_{315}) + r_z R_{315} / (\beta + 1) R_L},$$

где R_L – сопротивление нагрузки, подключенное к выходу, r_z – сопротивление стабилитрона (диода Зенера), V_z – напряжение на стабилитроне. В правильно спроектированной схеме $R_{315} \gg r_z$, и тогда выходное напряжение

$$V_{out} \approx \frac{V_z + v_{in} (r_z / R_{315}) - V_{BE}}{1 + r_z / (\beta + 1) R_L}.$$

Для сравнения заметим, что для стабилизатора без транзистора и с нагрузкой R_L , подключенной параллельно стабилитрону, выражение для v_{out} имело бы вид:

$$V_{out} = \frac{V_z R_{315} + v_{in} r_z}{r_z + R_{315} + \frac{r_z R_{315}}{R_L}} \approx \frac{V_z + v_{in} [r_z / R_{315}]}{1 + r_z / R_L}.$$

Эти два выражения существенно отличаются: в выражении для транзисторной версии дополнительно присутствует падение напряжения V_{BE} на переходе база-эмиттер и r_z заменено на $r_z / (b + 1)$. Таким образом, выходное сопротивление в цепи базы делится на коэффициент $(b + 1)$. Это значительно улучшает качество стабилизации. Если таким же образом провести анализ схемы для переменного тока, то получится, что эффективная емкость конденсатора C320 умножается на $(b + 1)$ и, следовательно, в такой же степени уменьшается ее импеданс.

Между выходом транзистора Q305 и генератором подмагничивания Q304 включены два последовательных резистора по 22 Ом, R313 и R314. Одна из секций переключателя S303 (выбор подмагничивания) может использоваться для закорачивания R313. Это положение, соответствующее увеличенному подмагничиванию, используется при записи на ленты с рабочим слоем из металла или двуокиси хрома (CrO_2). Когда в цепь включены оба резистора, уровень подмагничивания ниже.

Справа от транзистора Q305 изображены мостовой выпрямитель и конденсатор фильтра.

При подключении к магнитофону шнура сетевого питания срабатывает однополюсный переключатель, обеспечивающий переход магнитофона с батарейного питания на сетевое. При последнем батареи подзаряжаются через резистор 22 Ом. Какой бы источник ни был выбран, постоянное напряжение от него подается на



Рис. 5.22. Стабилизатор напряжения 3,9 В. Данная схема является частью схемы, приведенной на рис. 5.20

контакт S001 главного выключателя, являющегося частью клавишного переключателя. Когда этот контакт замкнут, постоянное напряжение подается на электродвигатель через двухсекционный ФНЧ (рис. 5.23).

Однако прежде чем напряжение питания поступит на электронику, должен быть нормально замкнут контакт S004. При нажатии кнопки «Пауза» происходит размыкание, что позволяет начать запись почти мгновенно после ее отпускания. В противном случае была бы задержка порядка двух секунд, пока двигатель не наберет скорость и не зарядятся блокирующие и шунтирующие конденсаторы.

На оставшейся части схемы в этом блоке транзистор Q301 по своим соединениям очень похож на Q305. Однако у него имеются четыре дополнительных фильтрующих компонента: C307, C305, R306 и C304.

Если обратить внимание на напряжения на коллекторе и эмиттере, то они значительно выше 6 В напряжения питания магнитофона. Это может означать, что в схеме имеется преобразователь, переменное напряжение которого повышается и выпрямляется, в результате чего получается более высокое постоянное напряжение. Чтобы исследовать такую возможность, схема, питающая регулятор на транзисторе Q301, была перерисована в другом виде (рис. 5.24).

В свою очередь, анализ этой схемы упростится, если вспомнить классический *блокинг-генератор*, изображенный на рис. 5.25.

Предположим, что напряжение на конденсаторе $V_c > 0$ и транзистор находится в режиме отсечки. Если транзистор закрыт, то напряжение на первичной обмотке трансформатора отсутствует, следовательно, его нет и на вторичной. А в этом случае, по закону Кирхгофа, примененному к внешнему замкнутому контуру, заданная полярность V_c действительно создает предположенную ситуацию отсечки. Но такое состояние не может продолжаться долго, потому что конденсатор С начнет заряжаться в таком направлении, что напряжение v_c сначала уменьшится, а затем изменит свою полярность. Путь зарядного тока проходит через вторичную обмотку трансформатора, С, R и источник питания. Можно возразить, что ток заряда нарушает предположение о нулевом токе

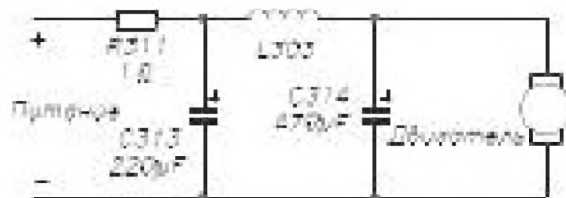


Рис. 5.23. Схема низкочастотной фильтрации, использованная в цепи питания двигателя. Данная схема является частью приведенной на рис. 5.20

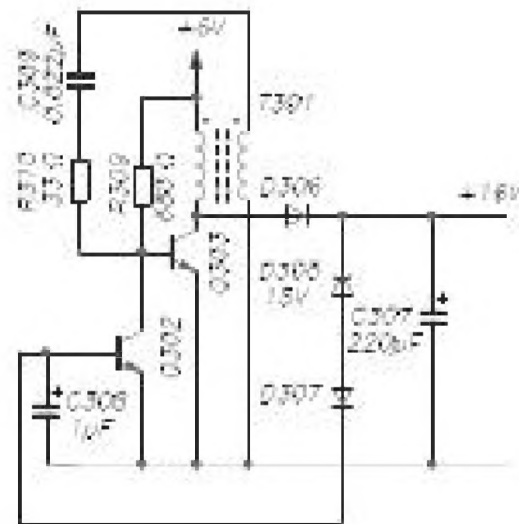


Рис. 5.24. Схема преобразователя напряжения, использованная в магнитофоне CD320 для получения высокого постоянного напряжения от источника с более низким напряжением

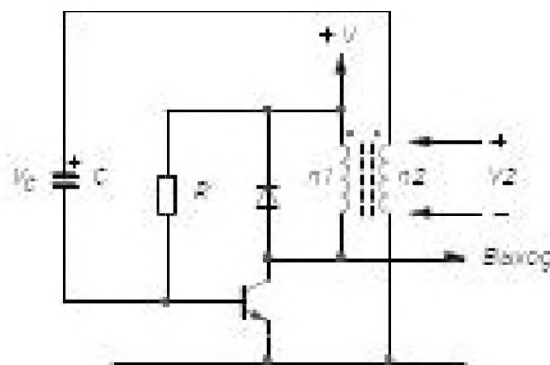


Рис. 5.25. Схема классического блокинг-генератора

в обмотках трансформатора. Строго говоря, это так. Но практически этот эффект несуществен, так как в данном случае используется импульсный трансформатор. Его собственная индуктивность мала, и на ней из-за низкой скорости изменения тока базы возникает только пренебрежимо малое напряжение.

Предельное напряжение на конденсаторе C равно $+V$, и сначала оно изменяется относительно линейно. Цикл заряда заканчивается, когда переход база-эмиттер получает положительное смещение. При этом возникает коллекторный ток, который проходит по первичной обмотке трансформатора и создает напряжение на вторичной обмотке. Точки около обмоток на рис. 5.25 указывают, что полярность индуцированного напряжения вторичной обмотки будет такова, чтобы еще сильнее открыть переход база-эмиттер. Эта положительная обратная связь очень быстро насыщает транзистор, приводя к снижению напряжения на нем почти до 0.

Как только транзистор будет насыщен, полное напряжение питания оказывается приложенным к первичной обмотке трансформатора, в которой начинается линейное нарастание тока с параметрами, определяемыми индуктивностью и сопротивлением первичной обмотки трансформатора. Импульс тока в первичной обмотке индуцирует ток во вторичной обмотке, который поддерживает прямое смещение базы, несмотря на то, что он заряжает конденсатор C противоположной полярностью, которая вскоре приведет к отсечке транзистора. Когда ток первичной обмотки приближается к своему максимальному значению, скорость его нарастания di/dt и напряжения на обмотках трансформатора уменьшаются. При этом спад напряжения на вторичной обмотке, переданный на базу через конденсатор C , смещает транзистор в сторону отсечки. Далее снова происходит регенеративный процесс переключения, очень быстро переводящий транзистор в режим отсечки. Когда напряжения на обмотках трансформатора возвращаются к 0, отрицательный заряд, накопленный на конденсаторе, поддерживает потенциал базы отрицательным, и цикл квазилинейного перезаряда конденсатора начинается снова.

Наиболее важным здесь является то, что при запираании транзистора по первичной обмотке протекает большой ток и связанная с ним магнитная энергия сохраняется в сердечнике и должна быть рассеяна. В схеме рис. 5.25 эта энергия рассеивается в контуре с обратным диодом, открывающимся из-за изменения полярности напряжения на первичной обмотке. При этом напряжение на коллекторе превышает напряжение источника питания на величину падения напряжения на обратном диоде (0,6 В). Осциллограммы напряжений для данного случая приведены на рис. 5.26.

Однако на рис. 5.24 нет обратного диода. Здесь магнитную энергию поглощает конденсатор $C307$. Диод $D306$ предотвращает разряд конденсатора назад через генератор. Если бы в схеме не было $C307$ и $D306$, то на коллекторе транзистора $Q303$ возникали бы колебания типа «звона» большой амплитуды при каждом его запираании. Эти элементы играют роль выпрямителя и фильтра, давая на выходе повышенное постоянное напряжение.

Выходное напряжение уменьшается на величину падения напряжения на стабилитроне $D308$ и диоде $D307$ (около 15 и 0,6 В соответственно), и разностное напряжение (около 0,5 В) поступает на базу транзистора $Q302$. Если выходное

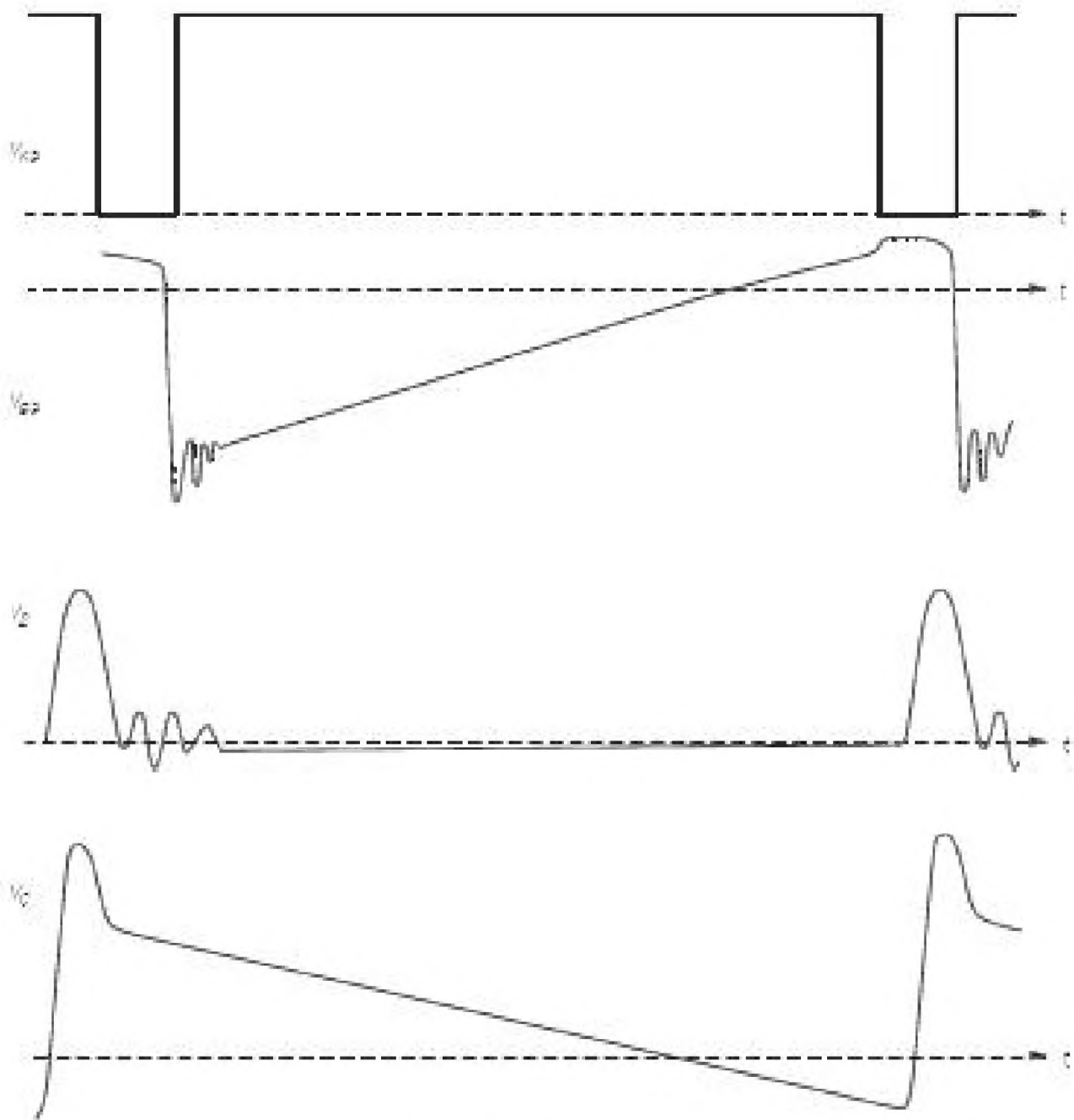


Рис. 5.26. Вид сигналов в различных точках схемы классического блокинг-генератора

напряжение становится слишком высоким, то $Q302$ начинает открываться и как результат – уменьшается уровень раскачки по базе транзистора $Q303$. Это приводит к насыщению транзистора при меньшем токе и, следовательно, к понижению накопленной в трансформаторе энергии и выходного напряжения. Таким образом, эта часть схемы действует как предварительный стабилизатор выходного напряжения, регулируя мощность блокинг-генератора в зависимости от его нагрузки.

Отношение числа витков для обмоток импульсного трансформатора обычно составляет от 1:1 до 1:3, что может привести к чрезмерному току базы. Назначение резистора $R310$ состоит в ограничении амплитуды этого импульса тока. Его присутствие на работу схемы серьезно не влияет.

5.5. Другие системы шумопонижения

Рассмотренная ранее в этой главе система шумопонижения Dolby® В появилась в 1970 году. (Dolby® А – это система коммерческого назначения, не предназначенная для использования в потребительской электронике.) Она вызвала большой интерес и активизировала работы в области подавления шумов. Последующая эволюция в этой области стимулировалась развитием интегральной технологии, которая сделала возможной реализацию все более сложных схем. Подобно системе Dolby® В, последующие разработки основаны на использовании при преобразованиях спектра звуковых частот так называемых психоакустических эффектов, иначе говоря, особенностей субъективного восприятия музыки и шумов, таким образом, чтобы существенно ослабить шумы, не затронув другие показатели качества прослушиваемой фонограммы в целом.

5.5.1. Система шумопонижения dbx

Система dbx была представлена в 1975 году. Однако никогда не получала полного признания, несмотря на заметное превосходство над системой Dolby® по эффективности подавления шумов. Вероятно, главная причина – записи, сделанные с применением нелинейного dbx-преобразования, совершенно нельзя использовать без обратного преобразования, в то время как записи, выполненные с использованием Dolby®, могут звучать вполне приемлемо для не критичного уха, если просто убавить высокие частоты регулятором тембра. Относительно простая система dbx хорошо иллюстрирует принцип *компандирования*, приобретающий все большее значение (companding – производное от compression – сжатие и expanding – расширение). Решаемые при этом задачи легко понять, изучив рис. 5.27.

Динамический диапазон реальных музыкальных источников звука может превышать 100 дБ. Хороший магнитофон обеспечивает диапазон 60 дБ между уровнями, соответствующими насыщению ленты и шуму. Из рис. 5.27 следует, что система dbx перед записью сжимает динамический диапазон 100 дБ до 50 дБ, а при воспроизведении вновь расширяет до 100 дБ. Это называется сжатием и расширением с коэффициентами 2:1 и 1:2 соответственно. Без dbx невозможно записать полный динамический диапазон музыки, и воспроизводимая звукозапись всегда будет менее динамичной.

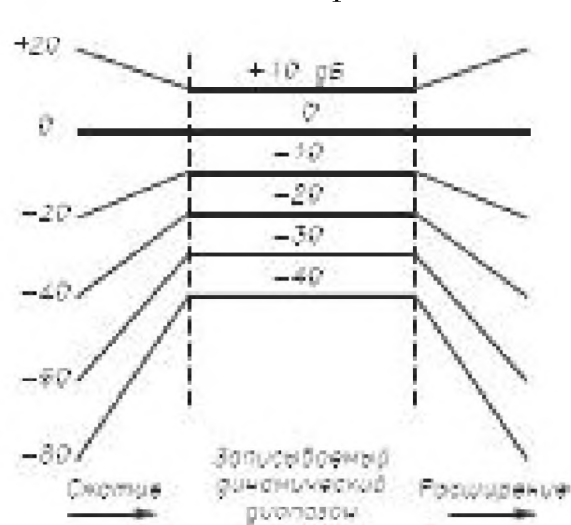


Рис. 5.27. Диаграмма, показывающая, как сигнал с динамическим диапазоном 100 дБ сначала сжимается системой dbx, чтобы соответствовать вдвое меньшему диапазону аналоговой звукозаписи на магнитной ленте, а затем снова восстанавливается

Но расширение динамического диапазона не является наиболее важным достоинством системы. Здесь же решаются и вопросы подавления шумов. Заметим, что динамический диапазон сжатого сигнала 50 дБ может быть записан даже на простом магнитофоне, и сигнал с уровнем -80 дБ, который на 30 дБ ниже уровня шума, в данном случае усиливается на

Но расширение динамического диапазона не является наиболее важным достоинством системы. Здесь же решаются и вопросы подавления шумов. Заметим, что динамический диапазон сжатого сигнала 50 дБ может быть записан даже на простом магнитофоне, и сигнал с уровнем -80 дБ, который на 30 дБ ниже уровня шума, в данном случае усиливается на

40 дБ. Теперь этот сигнал проходит через «зашумленный канал» – процесс записи-воспроизведения с магнитной ленты и приобретает шумовую компоненту, которая может быть сравнима с этим сигналом. Но в процессе расширения сигнал и шумовая компонента ослабляются на 40 дБ. Таким образом, система dbx способна улучшить отношение сигнал/шум на величину до 40 дБ.

Если самые слабые звуки имеют уровень -60 дБ, то улучшение отношения сигнал/шум составляет около 30 дБ. На верхнем краю динамического диапазона сжатие смещает записываемые амплитуды от уровня насыщения магнитной ленты, уменьшая таким образом связанные с ним искажения (рис. 5.36).

Компрессия имеет *характеристику сжатия*, отражающую передаточную функцию между уровнями входного и выходного сигналов в децибелах. Характеристика сжатия для системы dbx показана на рис. 5.28. Система Dolby® тоже относится к компандерным, но частотно-зависимым в диапазоне частот, определяемом амплитудой входного сигнала.

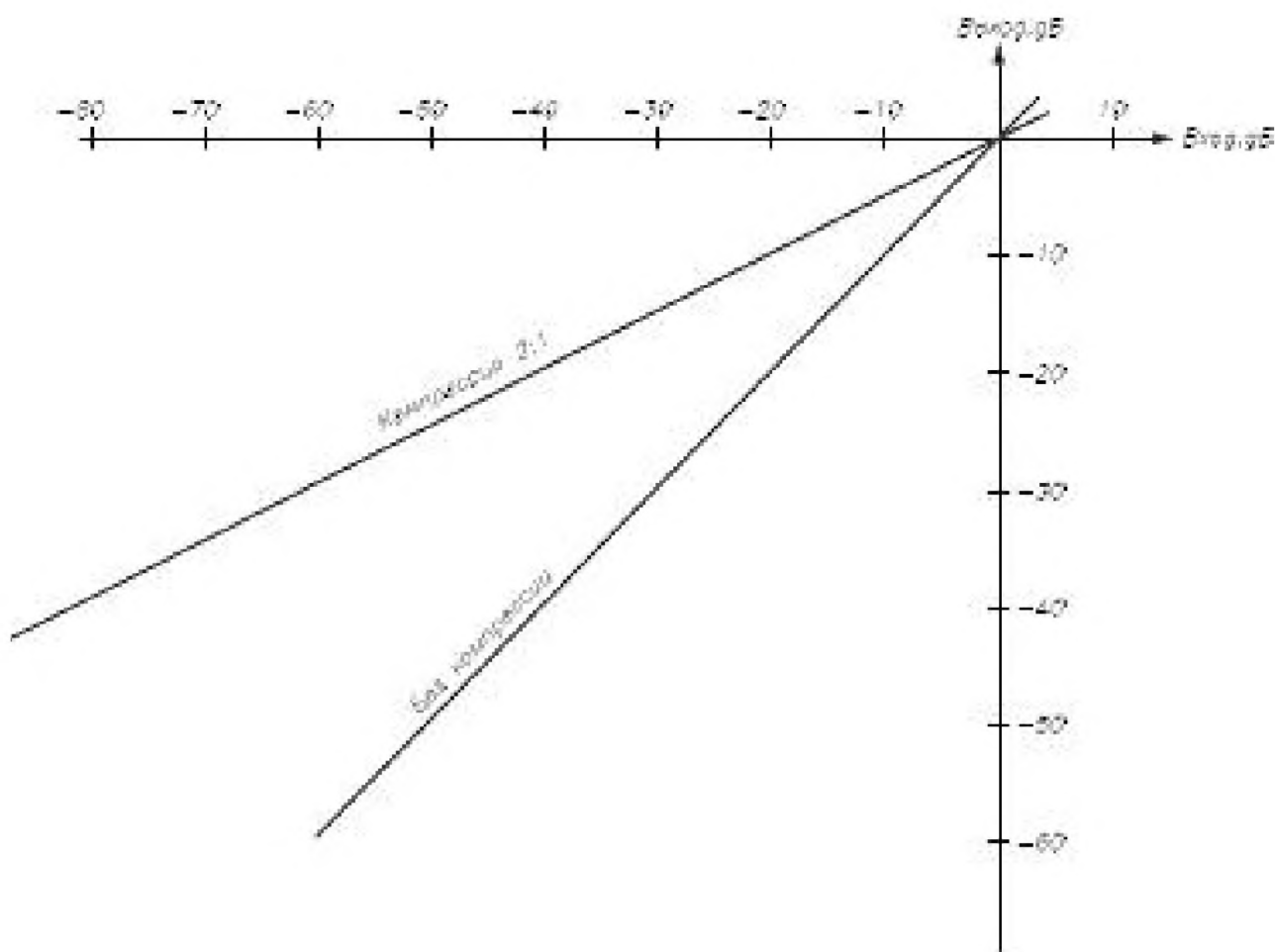


Рис. 5.28. Характеристика сжатия для системы шумопонижения dbx

Система dbx в целом – это нечто большее, чем каскад введения предискажений с дополнительным усилением высоких частот и каскад компрессора. Высокочастотные предискажения обеспечивают понижение уровня шума, потому что они подвергаются обратной коррекции, ослабляющей высокие частоты и шумы, вносимые в режиме воспроизведения с магнитной ленты.

Осталось понять только, как реализовать компрессор или экспандер. Во-первых, можно отметить, что выпускаются интегральные компандеры, такие как Signetics NE570 и NE571. Однако компрессор и экспандер – это не только *усилитель, управляемый напряжением (УУН)* и выпрямитель действующего значения напряжения (ВДН) звукового сигнала, как это можно видеть на рис. 5.29а и 5.29б.

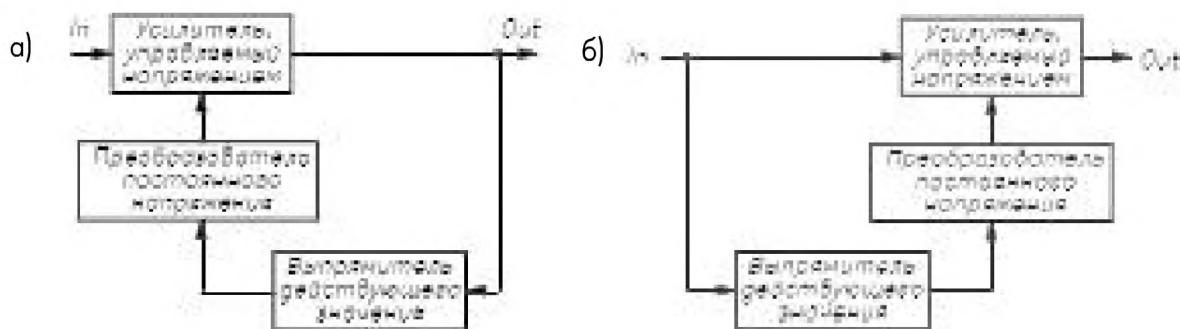


Рис. 5.29. Упрощенные блок-схемы системы типа dbx, показывающие принципы сжатия (а) и расширения (б) динамического диапазона звуковых сигналов

В их структуру входит также преобразователь постоянного напряжения (ППН), согласующий диапазон изменения выходного напряжения ВДН звукового сигнала с диапазоном входных напряжений для управления коэффициентом усиления УУН. Отметим, что в качестве УУН может работать аналоговый перемножитель, но в данном случае он не подходит для применения.

5.5.2. Динамическое подавление шума (система DNR®)

В 1982 году фирма National Semiconductors выпустила микросхему LM1894. Этот чип, хотя и обеспечивал улучшение отношения сигнал/шум только на 10 дБ, представлял собой значительное достижение в этой области, поскольку работал без сжатия динамического диапазона сигналов. Он совместим с магнитофонной разновидностью системы Dolby® B, но при его использовании не требуется платить за лицензию. Кроме того, эта микросхема работоспособна с ЧМ приемником и другими источниками звуковых сигналов. Чип сдвоенный и предназначен для использования в стереосистемах. На рис. 5.30 показан только один канал. Для второго канала дублируется только та часть схемы, которая находится выше штриховой линии.

Первым каскадом двухкаскадного усилителя является операционный источник тока (ОИТ), характеризующийся крутизной g_m и обеспечивающий выходной ток, равный $g_m V$, где V – входное напряжение звуковых частот. Крутизна характеристики ОИТ линейно зависит от тока, подаваемого на управляющий вывод усилителя. Микросхема RCA CA3080 – это выполняющий функцию ОИТ операционный усилитель, и те, кто недостаточно знаком с такими устройствами, могут изучить его спецификацию в справочнике. Второй операционный усилитель обычный и используется как интегратор.

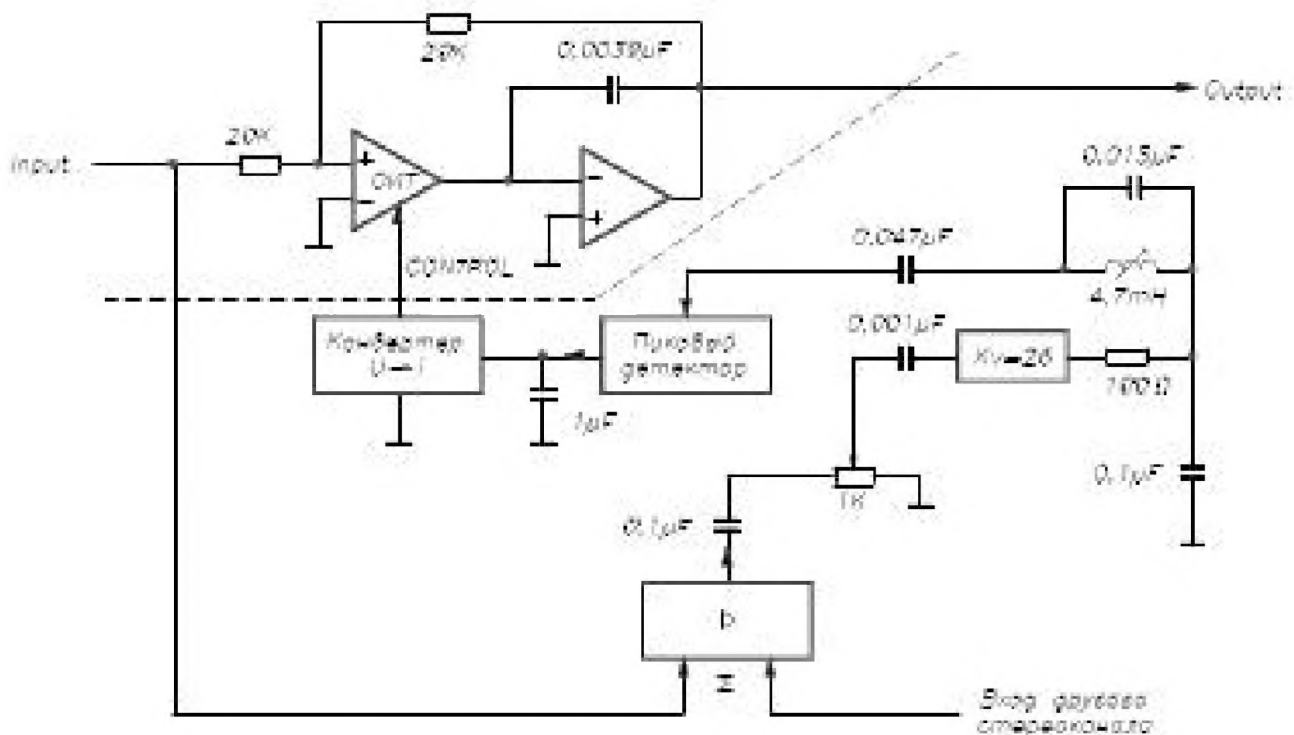


Рис. 5.30. Схема шумопонижения на базе интегральной схемы DNR® фирмы National Semiconductor и связанные с ней внешние цепи. Показан только один канал

Упражнение 5.3. Используя схему, приведенную ниже, доказать, что:

- это фильтр нижних частот;
- его максимальный коэффициент усиления равен 1;
- частота полюса прямо пропорциональна управляющему току i_c .

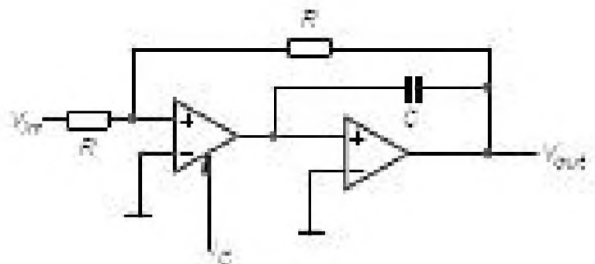


Рис. 5.31. Фильтр нижних частот

Примечание. Допустимо предположить, что ОИТ имеет бесконечное входное сопротивление, несмотря на заземленный инвертирующий вход. Для этого усилителя $g_m = 1,32 i_c / V$.

Путь сигнала через эти два усилителя называется главным каналом. Другой путь – через суммирующий усилитель и связанные с ним цепи – канал управления. Выходной сигнал суммирующего усилителя проходит через цепь фильтра верхних частот, состоящую из конденсаторов 0,1 и 0,001 мкФ, потенциометра 1 кОм и входного сопротивления 30 кОм усилителя с фиксированным коэффициентом усиления, равным 26. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра практически не зависит от установки потенциометра. Усиленный сигнал подается на режекторный фильтр, настроенный на частоту 19 кГц, который подавляет пилот-сигнал, если система DNR® используется вместе с ЧМ приемником. Во всех других применениях компоненты режекторного фильтра удаляются, кроме конденсатора 0,047 мкФ, который не только связывает выход усилителя с пиковым детектором, но и выполняет дополнительную высокочастотную фильтрацию. Выходное напряжение пикового детектора преобразуется в пропорциональный

ему ток, подаваемый на управляющий вывод ОИТ главного канала и регулирующий его усиление.

Теперь становится понятно, почему сигнал в канале управления пропускается через ФВЧ. Когда у фонограммы мало высоких частот, шумы становятся более заметными, но малые высокочастотные составляющие сигнала, создают небольшой управляющий ток для ОИТ. Как следует из результатов упражнения 5.3, это приводит к малому значению частоты среза ФНЧ в главном канале, что, в свою очередь, ослабит высокие частоты. Но такая ситуация возникает, когда высокочастотные составляющие сигнала малы, поэтому при смещении вниз частоты среза слабые звуковые сигналы будут потеряны вовсе. Однако подобное решение позволяет значительно снизить и шумы, потому что ширина полосы главного канала может быть уменьшена от примерно 34 кГц при большом уровне высоких частот до примерно 1 кГц при их отсутствии. На рис. 5.32 показаны спектры выходных сигналов системы DNR® при больших и малых высокочастотных составляющих на входе.

5.5.3. Система шумопонижения Dolby® C

В начале 1983 года фирма Dolby Labs ответила на вызовы конкурентов представлением системы шумопонижения Dolby® C. При ее разработке ставилась задача улучшения отношения сигнал/шум на 20 дБ. Эта цель была достигнута путем использования двух каскадов Dolby® B, но с разными параметрами. Первый каскад работает при уровнях сигнала, сравнимых с уровнями в системе B (но при частоте полюса АЧХ, примерно в 4 раза меньшей минимального значения 1,5 кГц в системе B). Второй каскад работает при пороговом уровне сигнала, пониженном на 20 дБ.

Кроме обеспечения улучшенного отношения сигнал/шум эта система рассчитана на решение двух проблем, связанных с записью на магнитную ленту. Речь идет о паразитной модуляции средних частот и селективном высокочастотном насыщении ленты. Первая может наблюдаться, когда спектр музыки располагается преимущественно на высоких частотах, а частотная характеристика цепи управления коэффициентом усиления компрессора несовершенна. Это может привести к амплитудной модуляции любой среднечастотной компоненты, присутствующей в данный момент. Насыщение ленты на высоких частотах связано с тем, что частотная характеристика записи многих кассетных магнитофонов имеет пик на верхнем крае частотного диапазона как раз перед началом резкого спада, что иллюстрируется на рис. 5.19.

Методы, использованные в лаборатории Долби для решения этих проблем, обсуждаться не будут, скажем только, что они в обоих случаях являются дополнительными и требуют изменений как в компрессоре, так и в экспандере. Заинтересованный читатель ознакомится с ними в оригинальной статье Долби, указанной в библиографии.

В то время как при разработке системы Dolby® B возможность прослушивания записей на обычной аппаратуре была одним из необходимых требований, от системы Dolby® C этого не требовалось, так как она предназначалась в первую очередь

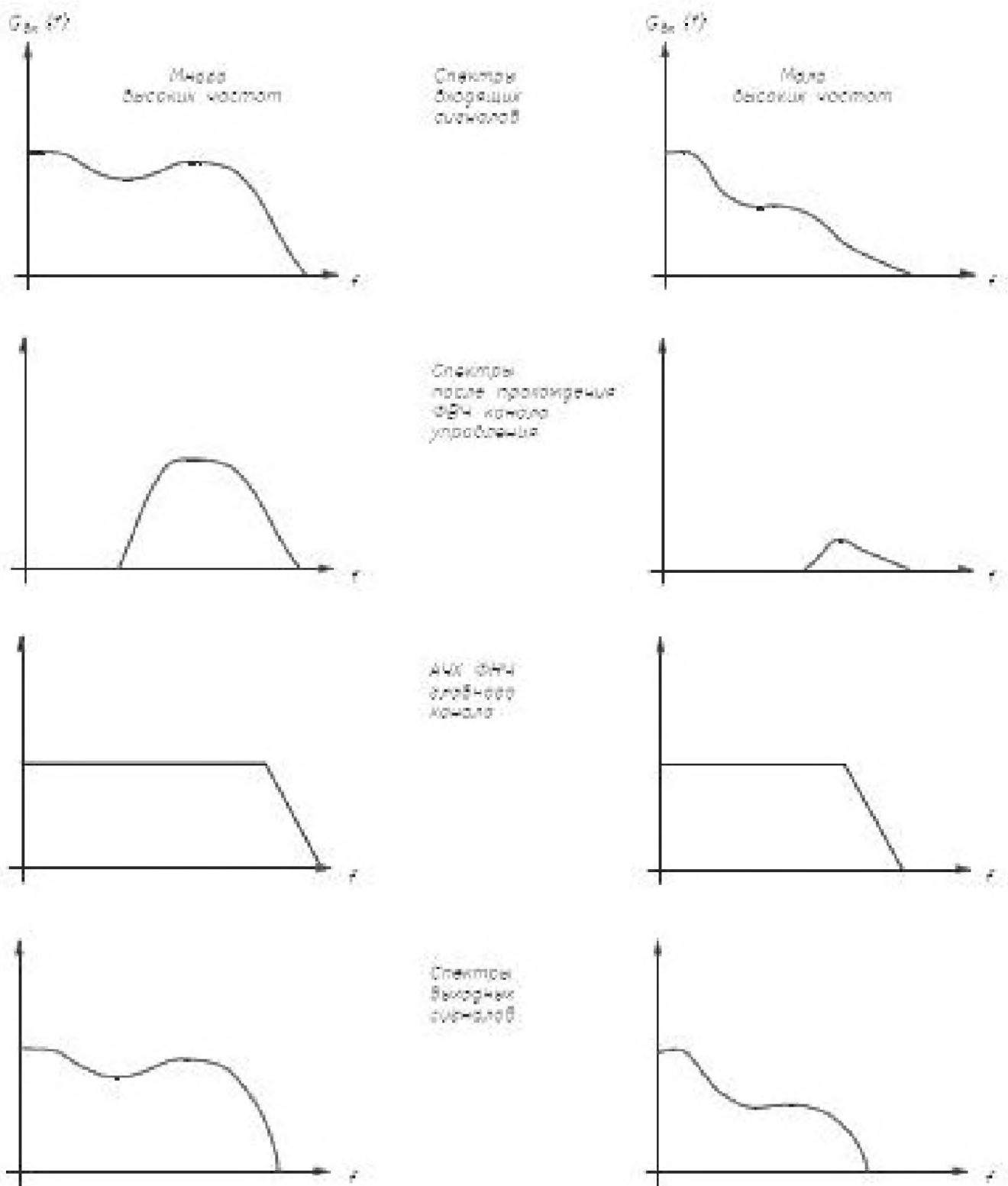


Рис. 5.32. Диаграммы, иллюстрирующие принцип работы системы DNR[®] динамического шумопонижения

для меломанов. Не слишком придирчивый слушатель мог бы слушать ленты, записанные по методу С, на магнитофоне с системой В, но, вероятно, он не стал бы торопиться покупать ленты с записью по методу С, тем более что их вообще немного.

Система Dolby[®] С не получила такой популярности, как это случилось (и продолжается сейчас) с системой В, и не принята компаниями звукозаписи. Что же касается кассетных магнитофонов, работоспособных в системе С, почти все они после простого переключения могут работать и в системе Dolby[®] В.

5.5.4. Система шумопонижения HUSH®

Если Dolby® С способна ослабить шум на 20 дБ, используя предварительное преобразование звуковых сигналов, то система HUSH® – на 25 дБ без предварительной обработки сигнала. Данная система была представлена в 1996 году фирмой Analog Devices в виде микросхемы SSM2000. В HUSH® и обеспечивает два способа подавления шумов. Первый, связанный с использованием УУН, применяется для ослабления шума путем уменьшения усиления, когда входной сигнал становится ниже определенного уровня. Предполагается, что существует некоторый уровень, и приходящие сигналы, не достигающие его, считаются шумом. Другой способ подавления шума связан с использованием *фильтра, управляемого напряжением* (ФУН). Он определяет верхний частотный предел для сигнала и предполагает, что все, что находится выше этого предела, тоже является шумом. Частота полюса этого фильтра устанавливается таким образом, чтобы исключить частоты, находящиеся выше этого предела.

Оба эти способа широко используются. Преимущество системы HUSH® состоит в том, что она адаптивно изменяет и пороговый уровень УУН, и предельную частоту ФУН. Возникает вопрос, из чего исходит система при непрерывном изменении этих двух факторов. Установка коэффициента усиления основана на том, что в любом программном материале имеются короткие паузы, единственным содержанием которых является шум. Большая часть этого шума расположена в интервале 3–8 кГц. Детектор *минимального сигнала* контролирует эту область спектра и формирует адаптивное пороговое напряжение, соответствующее нижнему шумовому уровню, который для определения установки коэффициента усиления УУН сравнивается с полным входным сигналом.

Предельная частота ФУН определяется разностным сигналом, полученным при сравнении нижнего уровня с полным сигналом в том же диапазоне, в котором был измерен шум. Чем выше сигнал над нижним уровнем шума, тем выше может быть частота полюса ФУН, не приводящая к прослушиванию дополнительных шумов. Поскольку в большинстве случаев наибольшие амплитуды в частотном спектре сигнала располагаются на частотах в интервале от 100 Гц до 1 кГц, а на более высоких частотах наблюдается их резкий спад, то частота полюса может быть расположена достаточно низко без существенной потери целостности сигнала. На рис. 5.33 показана блок-схема ИС SSM2000.

Это двухканальное устройство, позволяющее обрабатывать стереосигнал. Несомненна простота системы. Хотя это и не показано на схеме, устройство имеет два логических входа. Первый – это вход выключения звука, который уменьшает до 0 выходные сигналы обоих каналов. Второй вход – особенно удачная психологическая находка, так как обеспечивает выключение обработки по системе HUSH®, и пользователь, щелкая переключателем, может легко сравнивать звучание с этой системой и без нее. ИС имеет также выводы, позволяющие приложением внешних напряжений заместить внутренние сигналы управления коэффициентом усиления УУН и нижнего уровня.

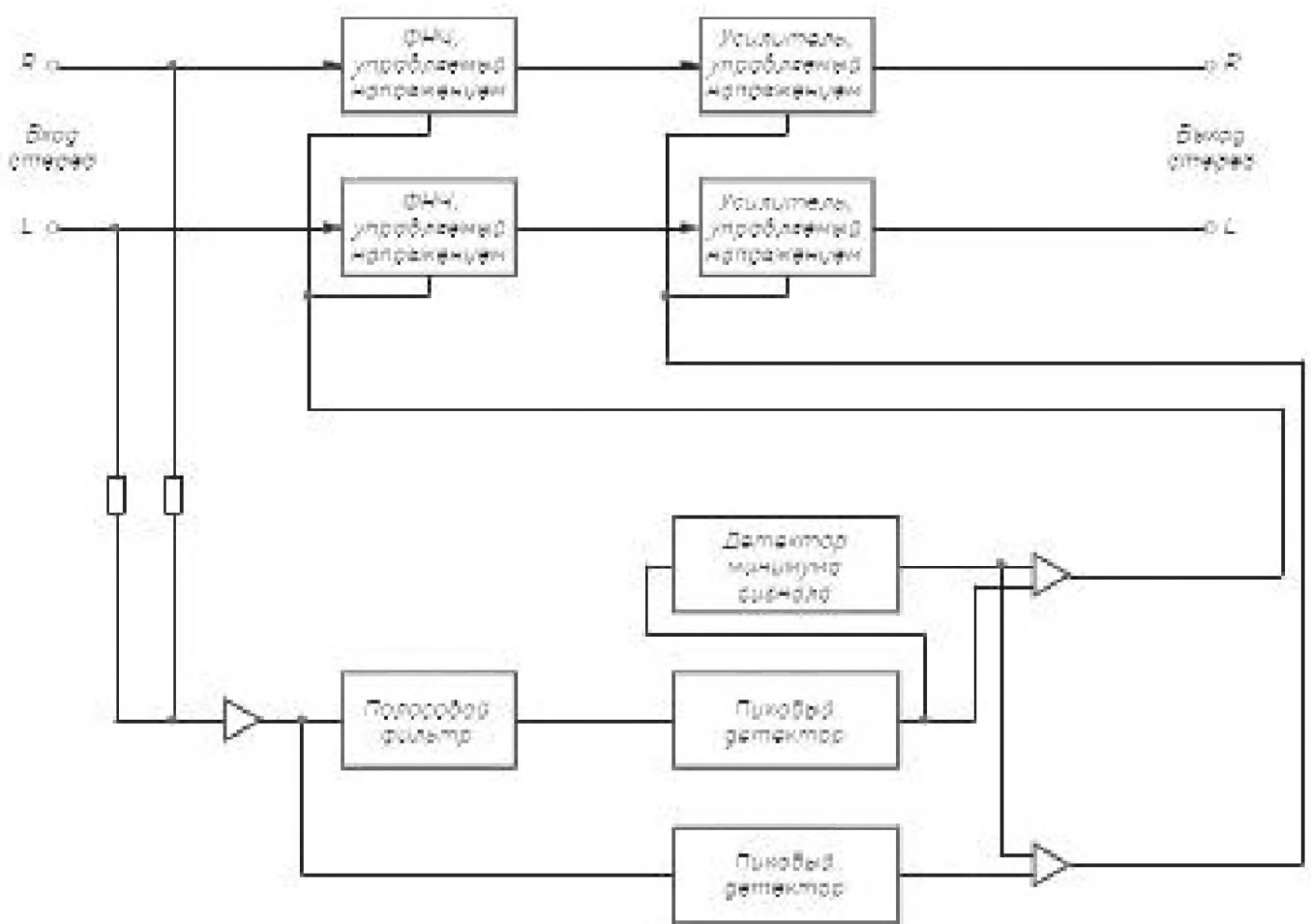


Рис. 5.33. Блок-схема системы шумопонижения HUSH®, реализованная в микросхеме SSM2000 фирмы Analog Devices

Литература

1. Dolby, R., 1983. A 20 dB Audio Noise Reduction System. *Journal of the Audio Engineering Society*, 31: 98–113.
2. Jorgensen, F., 1980. *The Complete Handbook of Magnetic Recording*. Blue Ridge Summit: TAB Books.

6. ЧЕРНО-БЕЛЫЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ

В настоящее время лишь немногие станции передают черно-белый, или монохромный, телевизионный (ТВ) сигнал. Тем не менее полезно разобраться в принципах работы черно-белых телевизоров. Для этого есть несколько причин:

- схемы черно-белых телевизоров являются основой цветных, поэтому знание принципов их работы поможет понять, как работает цветной телевизор;
- кроме того, черно-белые телевизоры, о которых пойдет речь, еще производятся. В разделе 6.4 представлена одна из сверхбольших интегральных схем СБИС, благодаря которой эти телевизоры весьма экономичны. Цветные ТВ сигналы совместимы с черно-белыми, но при приеме цветных передач черно-белые телевизоры игнорируют информацию о цвете;
- в черно-белых телевизорах принципы создания сигнала и формирования изображения намного проще.

6.1. Телевизионный сигнал

6.1.1. Основные принципы телевидения

Изображение, предназначенное для передачи по телевизионному каналу, фокусируется на небольшую светочувствительную поверхность. Каждый участок этой поверхности или элемент изображения, называемый *пикселом*, последовательно опрашиваются тонко сфокусированным электронным лучом¹. При этом образуется последовательность сигналов, зависящих от освещенности каждого пиксела. Конкретные механизмы, которые реализуют этот процесс, хорошо изложены во многих книгах, посвященных различным устройствам считывания изображения. В твердотельных матрицах адресация пикселов для считывания изображения производится цифровым способом, а не с помощью электронного луча².

¹ Такой способ опрашивания пикселов используется в электровакуумных фотоприемниках таких как: видикон, суперортикон и др. – *Прим. ред.*

² Твердотельной матрицей автор, по-видимому, называет матрицу ПЗС (прибор с зарядовой связью). – *Прим. ред.*

И в том и в другом случаях результат один. Выходное напряжение, связанное с каждым из пикселей, является однозначной функцией его освещенности. После выяснения уровня освещенности данного пикселя определяется освещенность соседнего и т.д. Этот процесс, называемый сканированием, продолжается до тех пор, пока не будут считаны все элементы изображения. Затем весь процесс начинается сначала. Полученная временная последовательность аналоговых уровней напряжения, соответствующих распределению уровней освещенности светочувствительной поверхности, называется видеосигналом. Очевидно, что для воспроизведения изображения необходимо знать уровень освещенности каждого пикселя. Видеосигнал содержит такую информацию, но без его привязки к начальной точке сканирования она бесполезна. Легко понять, почему это так. Видеосигнал можно использовать для задания уровня яркости пикселя на устройстве отображения, например, дисплее. Но какого пикселя? Только при однозначном соответствии между расположением элементов изображения фотоприемника в ТВ камере и устройстве отображения ТВ приемника возможно правильное воспроизведение изображения.

На практике для достижения необходимого соответствия нужны два условия. Первое – определить метод сканирования (развертки). *Сканирование* – это способ последовательного считывания величины освещенности пикселей в камере и отображения их в ТВ приемнике. В вещательном телевидении принят способ сканирования изображения слева направо и сверху вниз. Это означает, что развертка изображения быстро осуществляется слева направо и одновременно, но гораздо медленнее, сверху вниз. В результате формируется *телевизионный растр*, показанный на рис. 6.1.

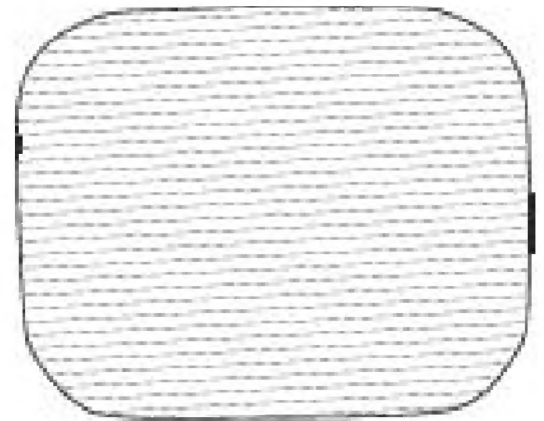


Рис. 6.1. Телевизионный растр

В черно-белом телевизоре растр хорошо виден на кинескопе с близкого расстояния. Стандартный цикл развертки состоит из 262,5 строк, называемых *телевизионным полем*. По завершении цикла луч возвращается в верхнюю часть экрана и высвечивает еще 262,5 строк, расположенных в промежутках между предыдущими. Такой метод называется *чересстрочной разверткой*. Она обеспечивает лучшее разрешение, чем развертка с числом строк 262,5, и меньшее мерцание изображения, чем прогрессивная развертка с числом строк 525. Совокупность из 525 строк и двух полей называется *телевизионным кадром*. Частота сканирования строк составляет 15750 Гц, а частота кадров – 30 Гц. Таким образом, каждое поле из 262,5 строк будет занимать $1/60$ секунды¹.

Тем не менее, задание стандартного порядка сканирования в передатчике и приемнике не гарантирует правильного воспроизведения изображения. На рис. 6.2

¹ Здесь и далее в тексте приведены параметры по Американскому стандарту. В России, странах Европы и многих других число строк растра равно 625, а строчная и кадровая частоты составляют 15625 и 50 Гц соответственно. – *Прим. ред.*

показано изображение, полученное ТВ приемником, развертка которого не синхронизирована с разверткой ТВ камеры.

Упражнение 6.1. По рис. 6.2 определите, какая развертка происходит быстрее – передатчика или приемника? Обоснуйте ваше мнение.

Таким образом, вторым условием, необходимым для правильного воспроизведения изображения, является наличие *сигналов, синхронизирующих* развертку. Эти сигналы вырабатываются схемой развертки передатчика и вместе с видеосигналом посылаются в приемник. Одной из функций приемника является их выделение и использование для синхронизации развертки устройства отображения.

При правильной синхронизации электронный луч в нужный момент попадет в нужное место на экране и создаст светящееся пятно с яркостью, пропорциональной току электронного луча, который определяется величиной видеосигнала.

Электронный луч, попадая на *люминофор*, нанесенный на внутренней поверхности экрана электронно-лучевой трубки, вызывает его свечение.

Электронно-лучевая трубка, используемая в вещательном телевидении, называется *кинескопом*. После сканирования электронным лучом определенной точки экрана яркость свечения люминофора в этой точке спадает по экспоненциальному закону. Чем дольше светится точка после прохождения электронного луча, тем больше послесвечение люминофора. В кинескопах используются люминофоры с большим послесвечением, чтобы уменьшить мерцание изображения.

В *алюминированных кинескопах* на люминофор нанесен тонкий слой алюминия, отражающий наружу ту часть светового потока, которую люминофор излучает внутрь кинескопа. Алюминирование почти вдвое увеличивает яркость изображения¹.

Все, о чем говорилось выше, позволяет воспроизвести изображение. Полный *ТВ сигнал*, принятый антенной, включает также и звук. Таким образом, полный вещательный сигнал черно-белого телевидения состоит из видеосигнала, сигналов синхронизации и звука.

6.1.2. Полоса частот модулирующего сигнала

Видеосигнал имеет широкий *спектр частот*: от 0 до 4 МГц (рис. 6.3). Верхние частоты сигнала соответствуют малым объектам и резким переходам. Как будет показано далее, уровни сигналов синхронизации выше уровня видеосигнала.



Рис. 6.2. Телевизионное изображение, не синхронизированное с сигналом ТВ камеры

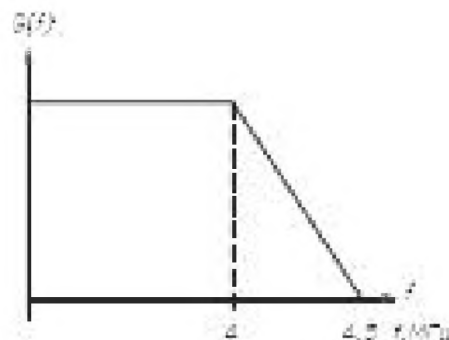


Рис. 6.3. Частотный спектр видеосигнала

¹ Алюминированный экран одновременно выполняет другую, не менее важную функцию защиты люминофора от разрушения отрицательными ионами. – *Прим. ред.*

6.1.2.1. Несущая частота изображения и модуляция с частичным подавлением боковой полосы

При создании вещательного телевизионного сигнала *несущую частоту* f_c модулируют по амплитуде сигналом изображения и синхронизации и пропускают через фильтр для частичного подавления боковой полосы (ЧПБП). Этот фильтр пропускает всю верхнюю боковую полосу частот и только часть нижней. Такой прием позволяет существенно уменьшить общую полосу частот, необходимую для передачи ТВ сигнала. На рис. 6.4а показан спектр вещательного ТВ сигнала после амплитудной модуляции несущей частоты. Верхняя боковая полоса спектра при этом переносится на частоту f_c , оставаясь подобной показанной на рис. 6.3. Полоса частот сигнала изображения ограничена величиной около 4 МГц, и для того, чтобы сигналы изображения и звука не мешали друг другу, несущая частота сигнала звука расположена на расстоянии 4,5 МГц от f_c .

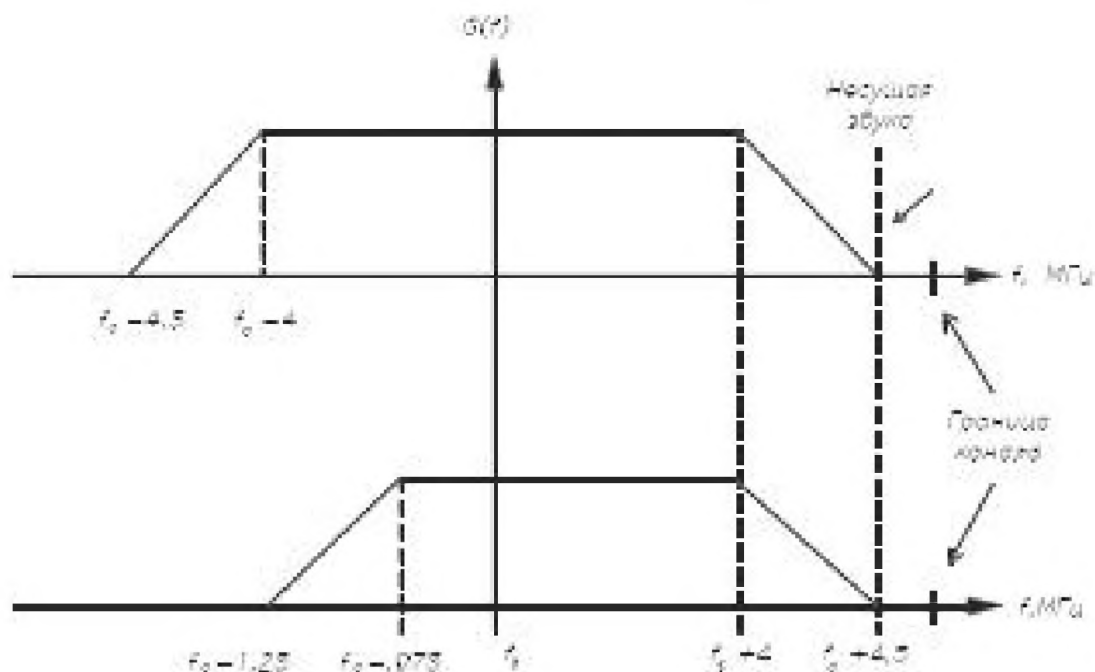


Рис. 6.4. Спектр телевизионного сигнала вещательного канала на выходе амплитудного модулятора и на выходе фильтра ЧПБП

После прохождения через фильтр ЧПБП спектр сигнала имеет вид, показанный на рис. 6.4б. На рисунке видно, что весь ТВ сигнал изображения занимает полосу частот 5,75 МГц. По американскому стандарту на одну вещательную программу выделяется частотный канал шириной 6 МГц, 0,25 МГц которого предназначены для размещения верхней боковой полосы сигнала звукового сопровождения и защитной зоны до соседнего канала.

6.1.2.2. Размещение каналов в частотном диапазоне

Полосу частот шириной 6 МГц, необходимую для передачи ТВ сигнала, называют *телевизионным каналом*. Теоретически канал можно расположить в любой части частотного диапазона. На практике федеральная комиссия по связи (ФКС) выделила для вещательного (эфирного) телевидения определенные *частотные диапазоны* (табл. 6.1).

Таблица 6.1. Частоты телевизионных диапазонов

Наименование диапазона	Диапазон частот, МГц	Количество каналов в диапазоне	Обозначение каналов
CATV	5,75–47,75	7	T7–T13
Низкочастотный метровый VHF	54,0–88,0	5	2–6
CATV	120–174	9	A-I
Высокочастотный метровый VHF	174–216	7	7–13
CATV	216–283	11	J-T
Дециметровый диапазон UHF	470–806	56	14–69

Аббревиатура CATV означает кабельное телевидение с коллективным приемом. На частотах CATV по кабелю передаются платные телевизионные программы. Из табл. 6.1 следует, что каждой программе в каждом диапазоне отведена полоса частот не менее 6 МГц. Имеются также два частотных интервала, которые не используется телевидением. В табл. 6.2 дана более подробная информация о частотах каналов диапазона VHF метровых волн.

Таблица 6.2. Частоты телевизионных каналов диапазона VHF

Канал	Полоса частот, МГц
2	54–60
3	60–66
4	66–72
5	76–82
6	82–88
7	174–180
8	180–186
9	186–192
10	192–198
11	198–204
12	204–210
13	210–216

В каждом из каналов несущая частота сигнала изображения должна быть расположена на 1,25 МГц выше нижней границы канала (рис. 6.4б).

6.1.2.3. Несущая частота звука и частотная модуляция

Передатчик звукового сопровождения телевизионного канала совершенно не зависит от передатчика изображения, хотя в большинстве случаев оба работают на общую антенну. Сигнал звукового сопровождения модулирует частоту *несущей звука*, которая на 4,5 МГц больше несущей частоты изображения. Разрешенная ширина полосы и частотные предискажения сигнала звукового сопровождения выбраны такими же, как и в радиовещании с частотной модуляцией. Однако допустимая *девиация частоты* составляет всего 25, а не 75 кГц, как в ЧМ радиовещании.

Кроме того, промежуточная частота звука в телевизионном вещании составляет 4,5 МГц, а не 10,7 МГц.

Передаваемая мощность звукового сигнала составляет 50–150% от мощности видеосигнала. Таким образом, если на рис. 6.4б изобразить вместе спектр сигнала звука и изображения, то он будет иметь большую амплитуду, но выглядеть как вертикальная линия, так как при разрешенной девиации частоты ± 25 кГц ширина его полосы составит менее 1% ширины полосы всего телевизионного канала.

6.1.3. Форма видеосигнала и сигналов синхронизации

В американской системе телевидения принята негативная модуляция видеосигнала. Это означает, что более темным местам изображения соответствует больший уровень видеосигнала и, следовательно, большее значение излучаемой передатчиком мощности.

Далее на диаграммах и в тексте применяются цифры с литерой Н для обозначения времени относительно длительности $1/15750 = 63,5$ мкс одной строки и V – относительно длительности $1/60 = 16,7$ мс одного поля развертки:

В связи с использованием чересстрочной развертки полное изображение формируется за два последовательных цикла сканирования, называемых четным и нечетным полем, или *полукадром*. Четные и нечетные поля различаются, даже если они содержат одинаковую видеоинформацию.

На рис. 6.5 показан участок полного телевизионного сигнала. Горизонтальная и вертикальная оси соответствуют времени и напряжению¹.

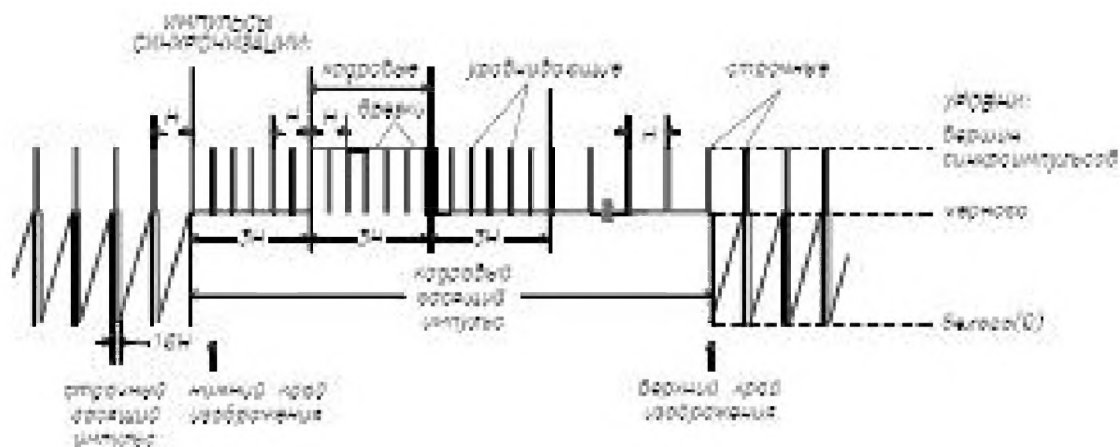


Рис. 6.5. Участок сигнала полного телевизионного сигнала

Здесь приведен несколько измененный рисунок Финка (Fink) [1]. Слева показаны строчные гасящие импульсы с синхронизирующими выбросами их вершинах. Длительность строчного гасящего импульса равна времени обратного хода,

¹ Полярность видеосигнала с верхним расположением синхронизирующей составляющей считается отрицательной. В большинстве стран с телевизионной разверткой 625 строк, включая Россию, видеосигнал имеет положительную полярность, синхроимпульсами вниз. – *Прим. ред.*

то есть времени, в течение которого луч после каждого цикла горизонтальной развертки быстро возвращается на левую сторону экрана. Строчные гасящие импульсы имеют уровень черного, поэтому во время их следования экран будет погашен. Обычно черные зоны не видны на экране, но их можно увидеть при отсутствии синхронизации по строкам (рис. 6.2). Заметим: длительность импульса гашения равна примерно $0,16H$, что хорошо согласуется с отношением ширины зоны гашения к ширине изображения, которое можно определить, наложив линейку горизонтально на рис. 6.2.

Временные соотношения между строчными синхронизирующими и гасящими импульсами приведены на рис. 6.6. Они существенны для работы черно-белого телевизора и понадобятся при анализе работы цветного телевизора.

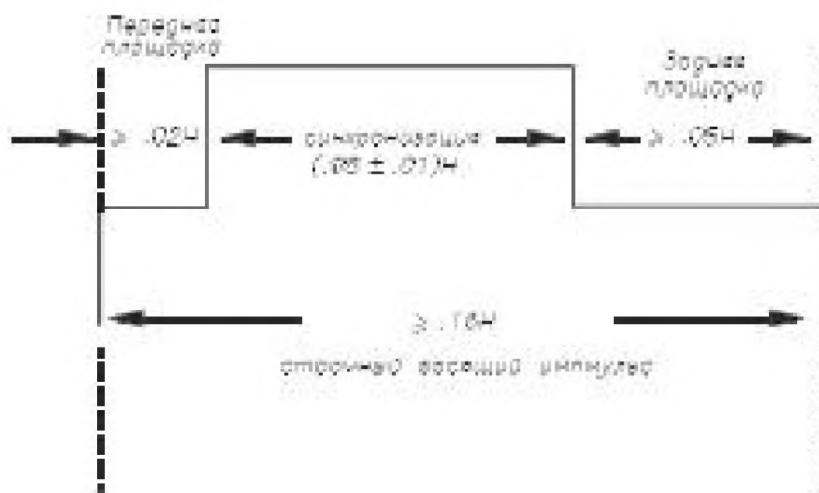


Рис. 6.6. Временные соотношения между строчными синхронизирующими и гасящими импульсами (увеличенный фрагмент рис. 6.5)

Синхроимпульсы расположены за уровнем черного и поэтому никогда не видны на изображении. Наклонные линии в промежутках между строчными гасящими импульсами представляют собой видеосигнал, соответствующий простейшему изображению на экране.

Упражнение 6.2. Какое изображение будет на экране, если весь видеосигнал будет таким, как показано на рисунке 6.5?

Когда луч достигает нижнего края изображения, начинается *кадровый гасящий импульс*, состоящий из последовательности нескольких импульсов. Начинается он с уравнивающих импульсов. Гашение обратного хода луча при развертке по вертикали и горизонтали совершенно аналогично. Когда изображение «бежит» по вертикали, кадровый гасящий импульс можно наблюдать между кадрами в виде черной полосы. *Уравнивающие импульсы* имеют двойное назначение: поддержание строчной синхронизации в отсутствие видеосигнала и выравнивание энергии синхроимпульсов во время кадровых гасящих импульсов для двух полукадров. Напомним, что один полукадр содержит 262,5 строк, поэтому уравнивающие импульсы должны иметь частоту повторения вдвое большую, чем частота строчной развертки.

Далее в кадровом гасящем импульсе показан кадровый синхронизирующий импульс, длительность которого соответствует трем строкам, то есть равна $3H$ (рис. 6.5). Отрицательные импульсы, расположенные между синхроимпульсами, называются импульсами *врезки*. Их назначение – поддерживать строчную синхронизацию во время прохождения широких импульсов кадровой синхронизации. Затем снова повторяется последовательность уравнивающих импульсов, а за ними – импульсы строчной синхронизации с нормальной частотой строк, следующие до конца кадрового гасящего импульса, длительность которого составляет от 0,05 до 0,08V¹.

В течение этого времени луч проходит участок гашения обратного хода кадровой развертки и снова появляется на верхней части изображения. Отсюда возобновляется видимая развертка с такими же строчными гасящими импульсами, как и в предыдущем полукадре. Конечно, в общем случае видеосигнал сложнее и полукадры различаются парами строчных гасящих импульсов.

6.2. Некоторые особенности устройства телевизора

6.2.1. Вторая промежуточная частота звука

Как уже отмечалось, сигналы изображения и звука приходят на различных частотах, но принимаются на одну приемную антенну. Далее они проходят процесс гетеродинирования, при котором сохраняется разность частот 4,5 МГц, усилитель промежуточной частоты (УПЧИ) и поступают на видеодетектор. Последний является нелинейным устройством, поэтому в процессе детектирования образуются сумма и разность частот несущих изображения и звука. Так как видеосигнал имеет амплитудную модуляцию, а звук – частотную, разностный сигнал с поднесущей частотой 4,5 МГц оказывается модулированным по амплитуде и частоте. Если этот сигнал ограничить по амплитуде, то он будет содержать информацию только о звуке. По этой причине разностный сигнал направляют в усилитель второй промежуточной частоты – звука, настроенный на 4,5 МГц, ограничивают и детектируют любым из способов, рассмотренных в главе 2.

6.2.2. Отклонение луча магнитным полем

Большинство радиоинженеров, работающих с осциллографом, знакомы с принципом работы электронно-лучевой трубки с электростатическим отклонением луча. Электронно-лучевые трубки, используемые в телевидении (кинескопы), имеют два главных отличия. Люминофору, используемому в черно-белых телевизорах, свойственно белое свечение и более длительное, чем большинству осциллографов, послесвечение, которое уменьшает эффект мерцания с кадровой частотой. Второе важное отличие – в кинескопах используется не электростатическое, а *электромагнитное* отклонение луча. Необходимость этого обусловлена лучшей

¹ Для телевизионного раstra, содержащего 625 строк, полярность синхроимпульсов обычно отрицательная и временные параметры другие. Кроме того, если у раstra из 525 строк только 480 видны на экране (остальные не видны из-за импульсов гашения обратного хода кадровой развертки), то у раstra из 625 строк – 576. – *Прим. ред.*

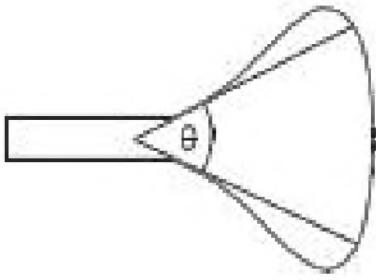


Рис. 6.7. Геометрия электронно-лучевой трубки ограничивает максимально возможный угол отклонения луча

по сравнению с электростатической линейностью при больших углах отклонения луча, характерных для телевизионных кинескопов. При дальнейшем рассмотрении этого вопроса полезно воспользоваться рис. 6.7.

Угол θ называют *углом отклонения* кинескопа. Ранние кинескопы имели сравнительно небольшой угол отклонения – 70° , и хорошее изображение можно было получить, используя магнитное поле, постоянное по поперечному сечению электронного пучка. Чтобы понять, как это достигается, обратимся к случаю (рис. 6.8), в котором два провода с током расположены параллельно электронному лучу на равных расстояниях от него ($r_L = r_R$).

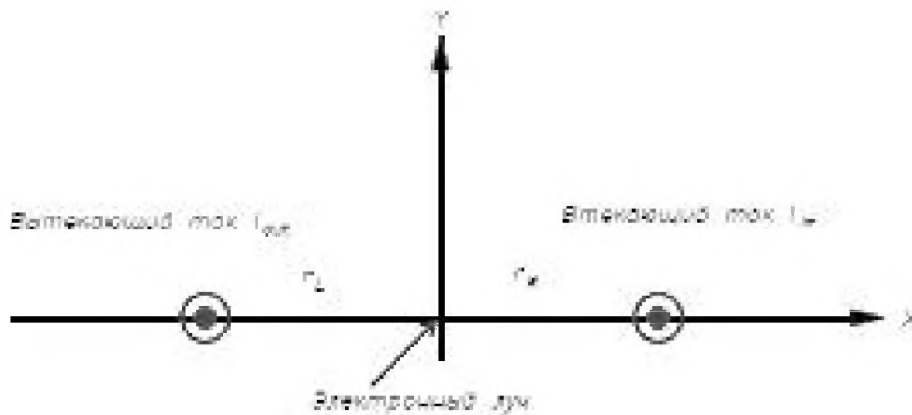


Рис. 6.8. К определению магнитного поля между двумя параллельными проводниками

Оба этих тока будут создавать магнитное поле, направление которого совпадает с положительным направлением оси Y . Суммарная напряженность магнитного поля H в любой точке на оси X записывается в виде:

$$H = \frac{I_{\text{out}}}{2\pi r_L} + \frac{I_{\text{in}}}{2\pi r_R}.$$

Если $I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \equiv I$, то

$$H = \frac{I}{2\pi} \left(\frac{1}{r_L} + \frac{1}{r_R} \right).$$

Введем обозначения $s = r_L + r_R$ и $d = (r_R - r_L)/2$. Тогда выражение для поля на оси x можно переписать в виде:

$$H = (I/2\pi s) \frac{1}{\left(\frac{1}{4} - \frac{d^2}{s^2} \right)},$$

откуда следует, что если $|d| \ll s$, то поле H почти не зависит от d . На практике указанное условие обычно выполняется. Однако при удалении от оси x ситуация

не столь благоприятная. Это приводит к необходимости расположения нескольких проводников выше и ниже оси x по обе стороны от луча, как показано на рис. 6.9.

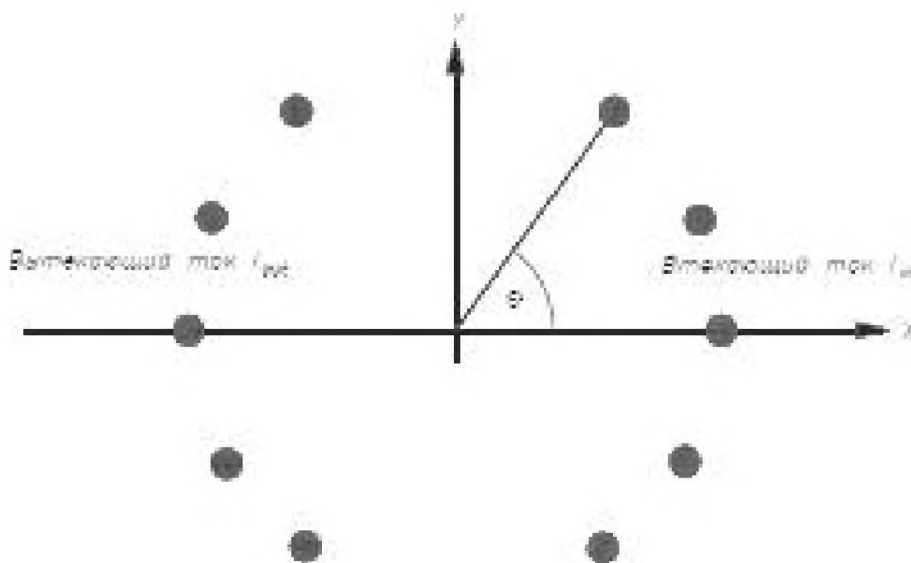


Рис. 6.9. Упрощенная структура проводников магнитной отклоняющей системы. Плотность витков может быть выбрана таким образом, чтобы обеспечить однородность магнитного поля, как на оси системы, так и вне ее

Можно показать, что если плотность размещения витков, равноудаленных от луча, изменяется пропорционально $\cos\theta$, то поле получается однородным [4]. В этом случае направление магнитного поля будет совпадать с положительным направлением оси Y . Электронный пучок, направленный от нас и проходящий через это однородное магнитное поле, будет отклонен в положительном направлении оси X . Если взять вторую пару катушек и расположить ее перпендикулярно первой, то она обеспечит отклонение в направлении оси Y . В телевизоре оба набора катушек объединены в конструкцию, называемую отклоняющей системой (ОС), которая надевается на горловину кинескопа. Снаружи ОС расположен ферромагнитный экран, выполняющий три функции:

- обеспечение низкого магнитного сопротивления для внешнего потока, а следовательно, увеличение внутреннего магнитного поля при заданном токе;
- экранирование отклоняющей системы для уменьшения наводок на другие узлы и блоки телевизора;
- снижение опасности поражения электрическим разрядом при прикосновении к обмоткам отклоняющей системы. Высокочастотные составляющие сигнала настолько велики, что возможен ощутимый удар током через емкостную связь при простом прикосновении к проводникам обмотки, изолированным эмалью.

Существуют эффекты, из-за действия которых однородное отклоняющее поле не является оптимальным для получения наилучшей геометрии изображения. Вероятно, наиболее серьезный из них заключается в следующем. В тот момент,

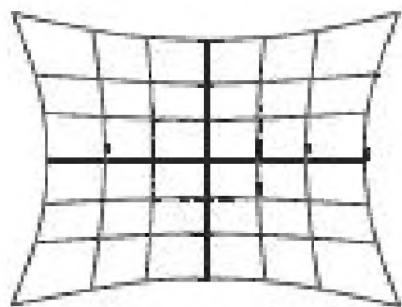


Рис. 6.10. Подушкообразные искажения прямоугольной сетки в преувеличенном виде

когда электронный луч попадает на участок экрана, наиболее удаленный от центра, он и внутри отклоняющей системы проходит через область, наиболее удаленную от центра отклонения. Это приводит к такому отклонению луча на краях экрана, которое превышает допустимое. Изображение прямоугольной сетки, воспроизводимое с такой отклоняющей системой, показано на рис. 6.10. Искажения сетки для наглядности несколько преувеличены¹.

Этот эффект называют подушкообразным искажением раstra. Он может быть устранен путем введения некоторой неоднородности магнитного поля, создаваемого отклоняющей системой².

Основным фактором, определяющим размеры телевизора, является кинескоп. Уменьшение его длины может быть достигнуто только за счет увеличения угла отклонения.

Кроме вышеописанных, некоторое время применялись кинескопы с углом 90° , а в настоящее время стандартными являются кинескопы с углом отклонения 110° . Одновременно с увеличением угла отклонения возрастают требования к отклоняющей системе, и распределение поля, создающее наиболее линейную развертку изображения, становится все менее однородным. В то время как отклоняющие системы для кинескопов с углом 70° были почти цилиндрическими, системы с углом 110° имеют большее отношение диаметра к длине, их обмотки захватывают не только горловину кинескопа, но и частично его колбу.

6.2.3. Телевизионная развертка

В работе *развертки* телевизора прослеживается много общего с осциллографом. Луч должен отклоняться периодически независимо от того, какое поле его отклоняет – электростатическое, как в осциллографе, или магнитное, как в телевизоре. В телевизоре желательно, чтобы отклонение луча по обеим координатам происходило по линейному закону, поэтому необходимо, чтобы и магнитное поле хотя бы в первом приближении изменялось линейно во времени. Это, в свою очередь, требует, чтобы отклоняющий ток изменялся линейно, а затем быстро возвращался к исходному значению, то есть имел пилообразную форму. На основе имеющегося опыта можно прийти к заключению, что идеальным вариантом для получения пилообразного напряжения должен быть релаксационный генератор. Существует много разновидностей *генераторов развертки*, но среди них *релаксационный генератор* в чистом виде практически не встречается³. Для этого есть по крайней мере две серьезные причины: релаксационный генератор создает пилообразное

¹ Для кинескопов с углом отклонения 110° причиной подушкообразных искажений раstra является то, что линейная величина отклонения на экране пропорциональна тангенсу угла отклонения. – *Прим. ред.*

² Устранение подушкообразных искажений достигается введением S-образных добавок в пилообразный ток отклонения. – *Прим. ред.*

³ Релаксационные генераторы практически всегда используются в качестве задающих генераторов кадровой развертки. Это обусловлено их простотой и легкостью внешней синхронизации. – *Прим. ред.*

напряжение, а для работы электромагнитной отклоняющей системы требуется пилообразный ток. Если к ОС приложить пилообразное напряжение, то ток, протекающий через нее, не будет изменяться по пилообразному закону из-за индуктивного характера обмоток ОС. Предположим, что обмотка ОС представляет собой последовательно соединенные индуктивность L и сопротивление R , и пропустим через обмотку пилообразный ток. В результате получим графики напряжений, показанные на рис. 6.11а–6.11г. На рис. 6.11д изображена реальная осциллограмма этого напряжения, подтверждающая правильность предположения.

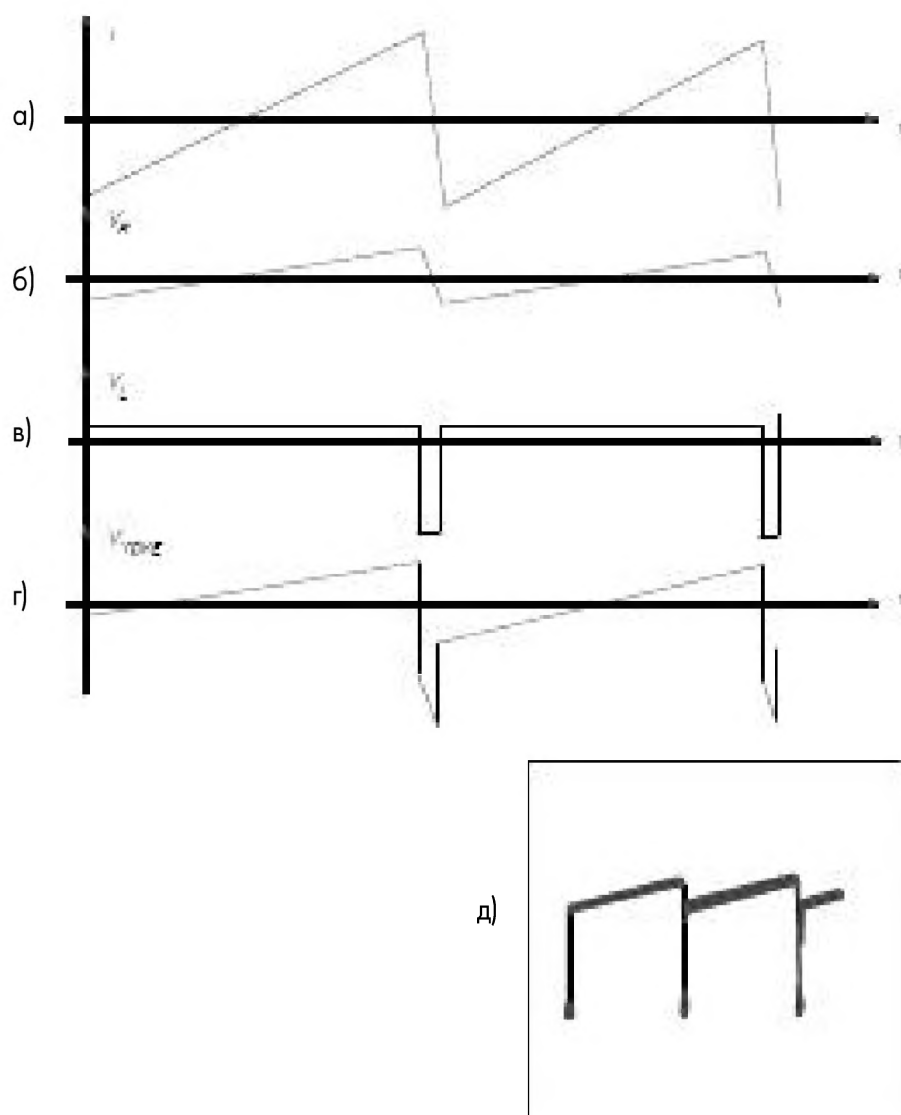


Рис. 6.11. Графики токов и напряжений на кадровых отклоняющих катушках: а – ток катушки; б – составляющая напряжения на катушке, обусловленная активным сопротивлением; в – составляющая напряжения на катушке, обусловленная индуктивностью. Это напряжение пропорционально углу наклона кривой тока; г – сумма резистивной и индуктивной составляющих напряжения на катушке; д – реальная осциллограмма напряжения на кадровой отклоняющей катушке

Разумеется, проблема получения пилообразного тока могла бы быть решена подключением преобразователя «напряжения – ток» к выходу релаксационного генератора, если бы эта проблема была единственной. Но, к сожалению, это не так. Главное требование, предъявляемое к генераторам развертки, – это возможность синхронизации. Уже указывалось, как важна синхронизация развертки приемника с разверткой камеры, чтобы создать устойчивое изображение. Таким образом, генераторы пилообразных токов, обеспечивающие развертку, должны быть синхронизируемыми. Для этого нужен генератор, частота свободных колебаний которого близка к требуемому значению и способна изменяться в достаточно широких пределах при внешней синхронизации. Эти требования хорошо согласуются с возможностями систем с *фазовой автоподстройкой частоты* (ФАПЧ), поэтому в самых современных телевизионных приемниках можно встретить схемы, основанные на ФАПЧ. Кроме того, имеется много других способов решения данной задачи¹.

6.2.4. Использование импульсов обратного хода

Для ускорения электронов в кинескопе черно-белого телевизора требуется потенциал от 8 до 20 кВ. Такое напряжение должно быть получено внутри телевизора. Общепринятой является практика использования сигнала строчной развертки не только для создания пилообразного тока в отклоняющей системе, но и высокого напряжения. С этой целью на *выходном трансформаторе строчной развертки* предусмотрена специальная высоковольтная обмотка. Ток, потребляемый кинескопом, невелик (50–500 мкА), поэтому в высоковольтной обмотке трансформатора используется провод малого сечения. Отношение числа витков обычно не превышает 20, поэтому напряжение на первичной обмотке должно быть около 1 кВ. Откуда берется такое напряжение? Оно возникает при резком изменении магнитного потока в трансформаторе во время обратного хода строчной развертки (см. диаграммы на рис. 6.11в и 6.11д)². Изменение магнитного потока в первичной обмотке, связанное с обратным ходом строчной развертки, передается во вторичную обмотку и индуцирует повышенное в соответствии с коэффициентом трансформации напряжение³, которое затем выпрямляется и используется для создания ускоряющего потенциала. Иногда выпрямитель строится по схеме удвоения напряжения. В современных телевизорах трансформатор импульсов обратного хода часто встроен в более крупный модуль, который называют диодно-каскадным трансформатором строчной развертки (ТДКС).

¹ ФАПЧ используется только для строчной синхронизации, кадровая синхронизация обычно амплитудная. – *Прим. ред.*

² Напомним читателю, что на рис. 6.11 показаны диаграммы токов и напряжений кадровых катушек. Диаграммы напряжений и токов строчных катушек несколько иные. – *Прим. ред.*

³ Форма напряжения на высоковольтной обмотке строчного трансформатора сильно отличается от формы напряжения на строчных катушках и напоминает затухающую синусоиду. Часто высоковольтную обмотку настраивают на 3 или 5 гармонику обратного хода строчной развертки. – *Прим. ред.*

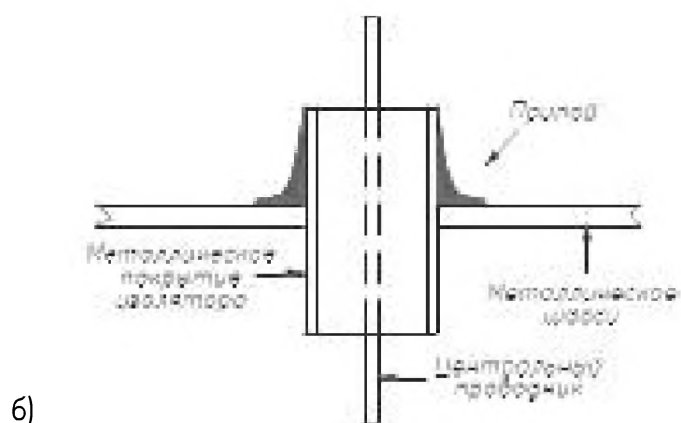
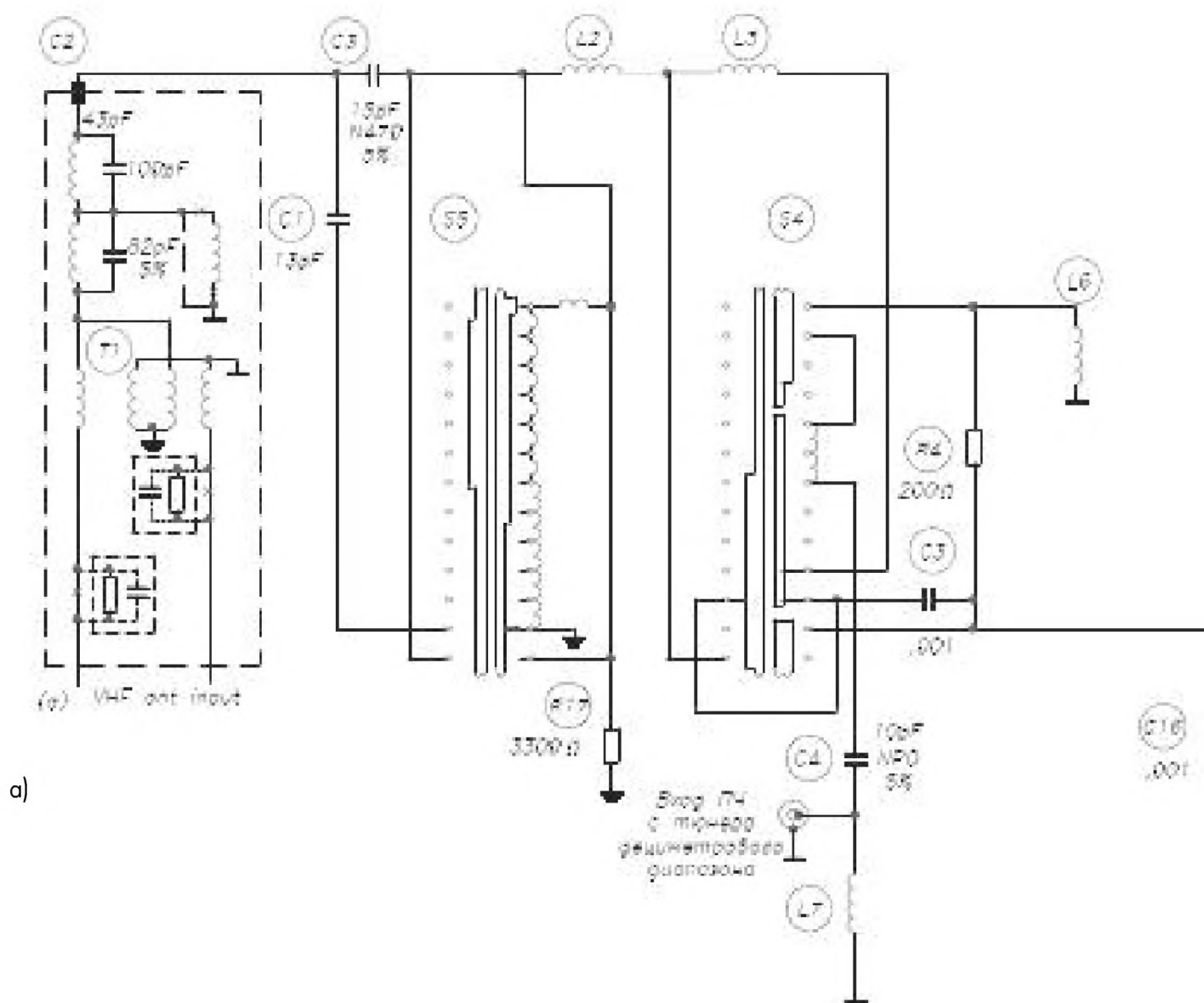
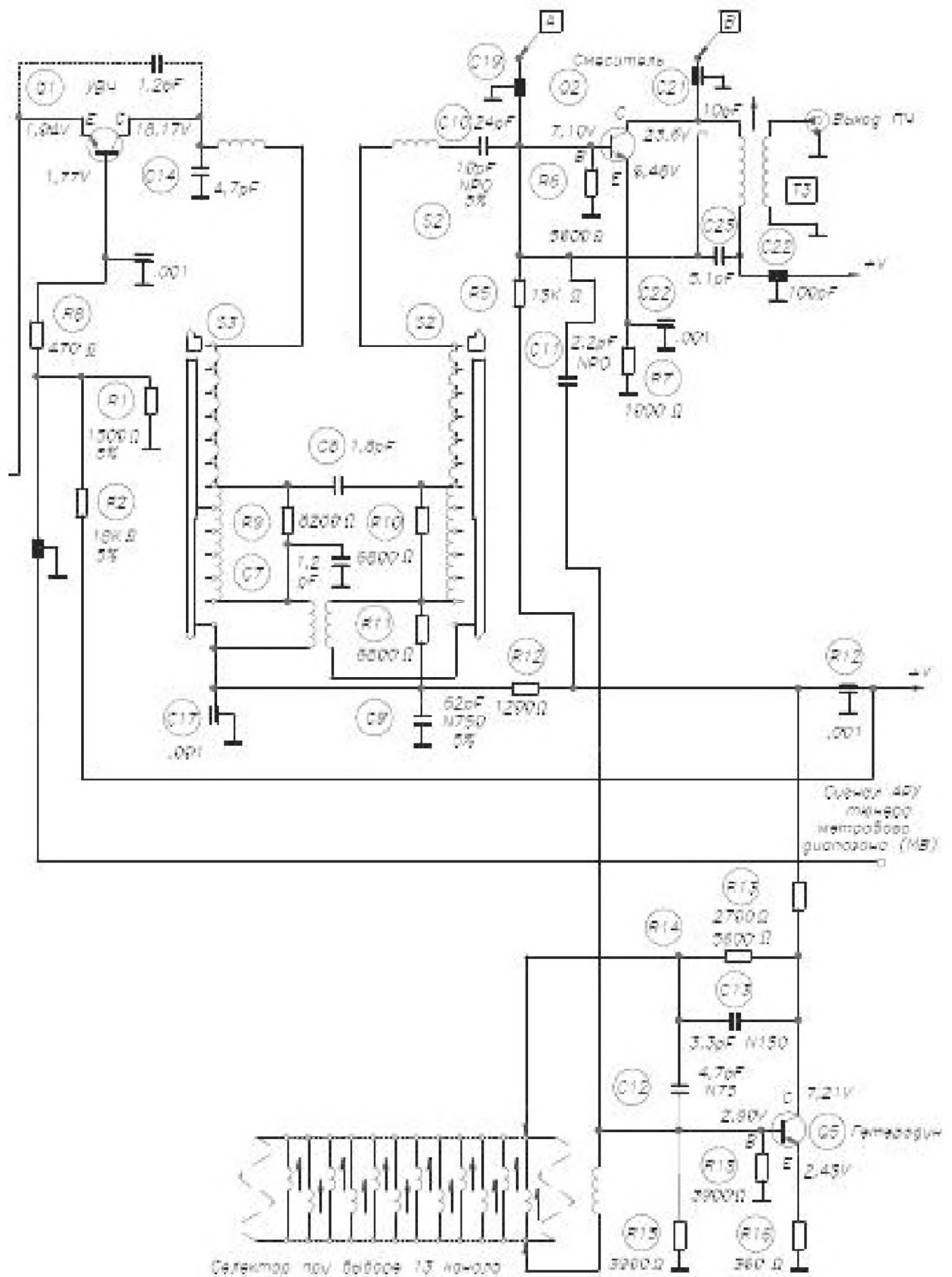


Рис. 6.13. а – схема тюнера метрового диапазона телевизора Zenith 19EB12. Переключатели показаны в положении приема 13-го канала; б – рисунок, показывающий конструкцию конденсатора C2



Даже беглого взгляда достаточно, чтобы увидеть усилитель ВЧ, гетеродин и смеситель. Однако обнаруживаются также и менее знакомые узлы. Это относится к схеме согласования с антенной и к схеме фиксированного выбора каналов. При выборе каналов вращают переключатель барабанного типа, имеющий несколько фиксированных положений, и тюнер переключается для приема различных телевизионных программ. Блок, показанный в левой части схемы, – это *согласующее устройство*. Он заключен в рамку из пунктирных линий, указывающую на наличие металлического экрана. Данное устройство представляет собой трансформатор, преобразующий сигнал от симметричной телевизионной антенны в несимметричный выходной сигнал. В симметричной линии передачи не заземлен ни один из проводников, а у несимметричного выхода один из проводников заземлен. Выходной сигнал передается в тюнер через конденсатор С2, называемый *проходным конденсатором* (рис. 6.13б). Он позволяет пропустить центральный проводник через металлический экран, обеспечивая при этом заданную емкость между проводником и общей шиной.

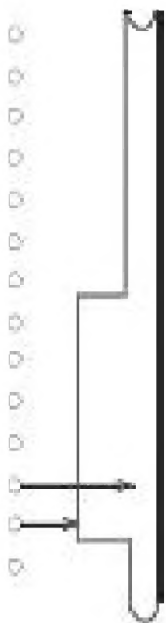


Рис. 6.14. Увеличенное изображение левой части переключателя S5 после переключения на прием 6-го канала

В тюнере имеется блок из шести поворотных переключателей и одного барабанного на 13 положений. Все они находятся на одной оси. На схеме переключатели показаны в положении приема 13-го канала. Вертикальная полоска специальной формы около каждого из выводов фактически является замкнутым кольцевым контактом, поэтому разорванные на схеме ее верхний и нижний концы должны быть соединены вместе. При переключении селектора каналов в сторону уменьшения номера поворот этих полосок на схеме соответствует их перемещению вниз. В качестве примера рассмотрим левую полоску переключателя S5. При выборе 13-го канала она не производит никаких соединений, как и при выборе 12-го, что соответствует перемещению полоски вниз на одно положение. Последовательное уменьшение номера канала приведет к ситуации, показанной на рис. 6.14.

Можно убедиться, что это положение соответствует каналу 6. Два контакта будут соединены также и для следующих четырех каналов с меньшими номерами (то есть со 2-го по 5-й). Когда они соединены, конденсатор С1 подключен параллельно конденсатору С3. Напомним, что каналы со 2-го по 6-й – низкочастотная группа каналов метрового диапазона. Дополнительная емкость включается в схему именно для этих каналов. Схема, в состав которой входят переключатели S4 и S5, – это входной резонансный контур усилителя ВЧ. Дополнительная емкость, подключенная к этому контуру левой частью переключателя S5, снижает его резонансную частоту. Правая сторона переключателя по мере уменьшения номера канала подключает дополнительные индуктивности. Заметим, что здесь пять нижних индуктивностей показаны в виде полного витка, а семь верхних – в виде половины витка. Отсюда не следует, что все семь верхних индуктивностей или все пять нижних равны друг другу. Это условное обозначение принято, чтобы показать, что катушки, изображенные в виде половины витка,

предназначены для настройки в верхней части метрового диапазона, а катушки, изображенные в виде полного витка, – в нижней части. Такое обозначение справедливо только для тех секций переключателя, где имеются катушки обоих типов.

Следует отметить, что сдвиг правой полоски переключателя S4 от показанного положения на одну позицию вверх приводит к замыканию самого верхнего и самого нижнего контактов широкой частью полоски, которая подключена к входу УВЧ через конденсатор С5. Верхний скользящий контакт через конденсатор С4 и две соединенные последовательно индуктивности подключены к входу сигнала ПЧ тюнера ДМВ. Эта особенность будет рассмотрена позже. Переключатель каналов показан в положении приема канала 13, поэтому смещение полоски на одну позицию вверх соответствует промежутку между 13-м и 2-м каналами, в котором принимаются сигналы дециметрового диапазона.

Таким образом, УВЧ получает сигнал нижней или верхней части метрового диапазона или от тюнера дециметрового диапазона. Каскад УВЧ построен по схеме с общей базой. На его выходе имеется параллельный резонансный контур, состоящий из конденсатора С14 и индуктивности, выбранной переключателем S3. Выходной сигнал этого каскада передается на входной резонансный контур смесителя через группу элементов, расположенных между переключателями S3 и S2. Резонансный контур на входе смесителя образован индуктивностью, выбранной переключателем S2, и комбинацией емкостей С10, С19 и входной емкости смесителя. Сигналы ВЧ и гетеродина подаются на базу смесителя. Составляющая выходного сигнала смесителя на разностной частоте выделяется контуром из С21 и ТЗ. Небольшой «крючок», идущий от цепи базы по направлению к коллектору, – это конденсатор, предназначенный, вероятно, для нейтрализации обратной связи. Для получения необходимой емкости часто используют какие-либо близко расположенные элементы, а не переменный конденсатор. Например, это могут быть два коротких изолированных провода, скрученных вместе, или короткий отрезок кабеля.

Схема гетеродина отдельно показана на рис. 6.15.

При анализе схемы гетеродина возникают некоторые трудности. Первая состоит в том, что на эквивалентной схеме так много элементов, что точный анализ практически невозможен. Вторая трудность связана с очень высокими рабочими частотами, которые не позволяют пренебречь инерционными процессами в транзисторах. Третья и, возможно, самая неприятная возникает при анализе схемы с позиций учета обратной связи и заключается в оценке влияния обратной связи F на усилительный каскад А и, наоборот, усилительного каскада А на обратную связь F.

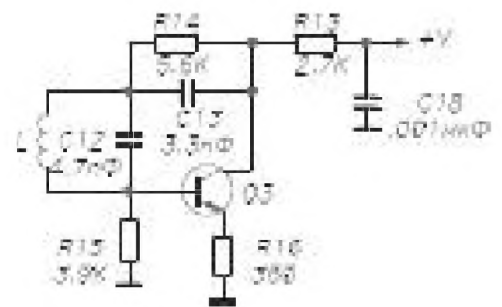


Рис. 6.15. Схема гетеродина с рис. 6.13

Упражнение 6.3. Определите диапазон частот, в котором должен работать этот гетеродин.

В схеме сначала выделим усилитель и цепь обратной связи, а также заменим транзистор его эквивалентной схемой для малых сигналов. Эквивалентная схема гетеродина показана на рис. 6.16.

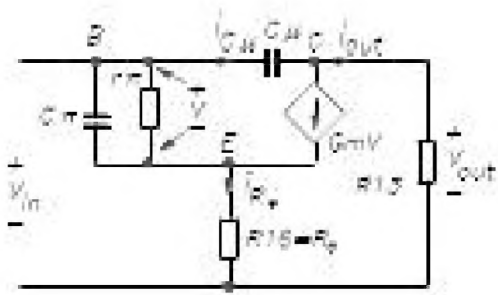


Рис. 6.16. Эквивалентная схема гетеродина с рис. 6.15

Предположим, что низкочастотный коэффициент усиления β_0 бесконечно велик. Это приводит к бесконечному значению r_π и тем самым исключает его из анализа. Можно заметить отсутствие в схеме резистора R_{15} . Это связано с тем, что это усилитель с параллельной, отрицательной обратной связью по напряжению и последовательной по току. Его передаточная функция описывается отношением выходного тока к входному напряжению. Поскольку

резистор R_{15} включен параллельно источнику входного сигнала, то в уравнениях, описывающих схему, его можно не учитывать.

Может показаться странным предположение $\beta_0 \rightarrow \infty$, поскольку одним из вопросов при анализе генератора является определение минимального коэффициента усиления, при котором возможна генерация. Однако в данном случае мы имеем дело с усилителем, коэффициент передачи ток-напряжение которого в первом приближении не зависит от β_0 .

Оставшаяся часть схемы удовлетворяет уравнению для узла в точке E

$$(g_m + sC_p)V = I_{R_e},$$

уравнению для входного контура

$$V_{in} = V + I_{R_e} \times R_e = V(1 + g_m R_e + sC_p R_e)$$

и уравнению для выходного узла

$$g_m V + I_0 = I_{C_m} = (V_{in} - I_0 Z_L) sC_m.$$

Решение этих уравнений приводит к отношению

$$\frac{I_0}{V_{in}}(s) = \frac{[sC_m - g_m / (1 + g_m R_e + sC_p R_e)]}{(1 + sC_m Z_L)}.$$

Можно пренебречь членом $sC_p R_e$ и единицей по сравнению с $g_m R_e$. Что касается единицы, то это обычное дело, а по поводу члена $sC_p R_e$ требуются некоторые разъяснения. Фактически предполагается, что

$$|sC_p| \ll g_m = \beta_0 / r_p,$$

или

$$\left| \frac{sC_p r_p}{\beta_0} \right| \ll 1.$$

Вспомним также, что граничная частота коэффициента передачи транзистора в схеме с ОЭ равна

$$\omega_t = \beta_0 / r_p C_p,$$

поэтому неравенство приобретает вид

$$\left| \frac{s}{\omega_t} \right| = \frac{\omega}{\omega_t} \ll 1.$$

Таким образом, пренебрежение членом $sC_p R_e$ эквивалентно предположению, что рабочая частота генератора намного ниже граничной частоты коэффициента передачи транзистора в схеме с ОЭ¹. Справедливость такого предположения, конечно, зависит от транзистора, но можно с уверенностью утверждать, что этот генератор сконструирован так, чтобы удовлетворить этому требованию, так как в противном случае частота колебаний зависела бы от емкости C_π . Таким образом, коэффициент передачи напряжение-ток равен:

$$A_G = \frac{sC_m - 1/R_e}{sC_m R_{13} + 1} \quad (6.1)$$

Чтобы найти коэффициент усиления по напряжению, нужно определить сопротивление нагрузки, приведенное к усилителю. Это непростая задача, так как неясно, можно ли пренебречь нагрузкой цепи обратной связи F на усилительный каскад A и A на F . Конечно, если генератор работает точно на резонансной частоте параллельного контура $L - C_{12}$ и этот контур обладает высокой добротностью Q , то полное сопротивление цепи обратной связи будет велико по сравнению с R_{13} и нагрузкой F на выход усилителя A можно пренебречь. Однако C_{13} является конденсатором цепи температурной компенсации (N150) и таким образом влияет на частоту генератора. Следовательно, частота генератора не просто резонансная частота контура LC_{12} , поэтому нагрузкой пренебрегать нельзя.

Можно попытаться определить полное выходное сопротивление через сопротивление источника, приведенное к входу усилителя, но оно будет зависеть от цепи обратной связи F и нагрузки усилителя. Но есть и более удачный подход к решению этой задачи.

Анализируя рис. 6.15 и 6.16, можно убедиться, что цепь обратной связи в целом включена параллельно емкости C_μ . Поэтому достаточно заменить sC_μ в (6.1) на полную проводимость цепи обратной связи, чтобы получить произведение AF . Такой подход фактически включает цепь обратной связи F в усилительный каскад A , оставляя нагрузкой усилителя только резистор R_{13} , и требует определения полной проводимости схемы, показанной на рис. 6.17.

Даже на самой низкой частоте генерации (~ 100 МГц) проводимость конденсатора C_{13} более чем на порядок превышает проводимость R_{14} . Поэтому мы не очень ошибемся, если предположим, что $R_{14} \rightarrow \infty$. Тогда мы можем

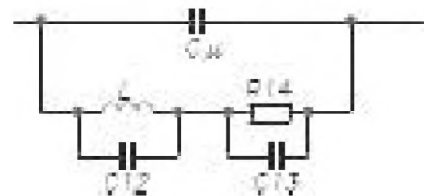


Рис. 6.17. Импеданс между базой и коллектором транзистора $Q3$ с рис. 6.13 (в предположении малости распределенного сопротивления базы)

¹ В общем случае это неверно. Часто в генераторах применяются транзисторы, граничная частота которых в схеме с ОЭ примерно вдвое превышает рабочую частоту. – Прим. ред.

записать полную проводимость схемы, показанной на рис. 6.17, непосредственно через параллельные и последовательные комбинации полных проводимостей.

$$Y_F(s) = \frac{(1/sL + sC_{12})sC_{13}}{1/sL + sC_{12} + sC_{13}} + sC_M = \frac{(1 + s^2LC_{12})sC_{13}}{1 + s^2L(C_{12} + C_{13})} + sC_M =$$

$$= \frac{s(C_M + C_{13}) \left[1 + s^2L \left(C_{12} + \frac{C_M C_{13}}{C_M + C_{13}} \right) \right]}{1 + s^2L(C_{12} + C_{13})}.$$

Подставив это выражение вместо sC_μ в уравнение (6.1), получим

$$A_v F = \frac{\frac{s(C_M + C_{13}) \left[1 + s^2L \left(C_{12} + \frac{C_M C_{13}}{C_M + C_{13}} \right) \right]}{1 + s^2L(C_{12} + C_{13})} \times R_{13} - \frac{R_{13}}{R_e}}{\frac{s(C_M + C_{13}) \left[1 + s^2L \left(C_{12} + \frac{C_M C_{13}}{C_M + C_{13}} \right) \right]}{1 + s^2L(C_{12} + C_{13})} \times R_{13} + 1}.$$

В данном случае A_G умножено на сопротивление резистора R_{13} , поскольку он является единственной нагрузкой. Это превратило коэффициент передачи ток-напряжение A_G в коэффициент усиления по напряжению A_v . Введем обозначения:

$$C_s \equiv \frac{C_M C_{13}}{C_M + C_{13}} \text{ и } A_{v0} \equiv -R_{13}/R_e,$$

где A_{v0} – коэффициент усиления базового усилителя. Перейдем к комплексным обозначениям:

$$A_v F = \frac{j\omega(C_M + C_{13})[1 - \omega^2 L(C_{12} + C_s)] R_{13} + A_{v0}[1 - \omega^2 L(C_{12} + C_{13})]}{j\omega(C_M + C_{13})[1 - \omega^2 L(C_{12} + C_s)] R_{13} + [1 - \omega^2 L(C_{12} + C_{13})]}.$$

Это уравнение может быть записано в виде:

$$A_v F = \frac{aA_{v0} + j\omega b}{a + j\omega b} = \frac{(aA_{v0} + j\omega b)(a - j\omega b)}{a^2 + \omega^2 b^2} =$$

$$= \frac{(a^2 A_{v0} + \omega^2 b^2) + j\omega ba(1 - A_{v0})}{a^2 + \omega^2 b^2}. \quad (6.2)$$

Выражение $A_v F$ будет чисто вещественным, если

$$\omega ba(1 - A_{v0}) = 0.$$

Это условие выполняется при $A_{v0} = 1$, но такое решение не является физически реализуемым в данной схеме усилителя. Поэтому условием вещественности коэффициента усиления по обратной остается $ab = 0$, то есть равенство a или b нулю.

$$[1 - \omega_{\text{osc}}^2 L(C_{12} + C_{13})](C_M + C_{13})[1 - \omega_{\text{osc}}^2 L(C_{12} + C_s)]R_{13} = 0.$$

Очевидно, что это уравнение имеет два корня. Если $a = 0$, то $\omega_{\text{osc}}^2 = 1/L(C_{12} + C_{13})$ и из (6.2) следует, что $A_V F = 1$. При этом условие генерации $A_V F \leq -1$ не удовлетворяется по фазе, даже если передаточная функция вещественна.

Однако если $b = 0$, то

$$\omega_{\text{osc}}^2 = \frac{1}{L(C_{12} + C_s)} = \frac{1}{L\left[C_{12} + \frac{C_M C_{13}}{C_M + C_{13}}\right]},$$

и из (6.2) следует, что $A_V F = A_{V0} \equiv -R_{13}/R_e$ должно быть ≤ -1 или условие $R_{13}/R_e \geq 1$.

В данном частном случае $R_{13} = 7,5R_e$, что соответствует большому перевозбуждению, которое может допустить, вероятно, только LC-генератор, обеспечивая тем не менее достаточно чистый синусоидальный сигнал.

Это решение физически разумно, так как из него следует, что главными факторами, определяющими частоту колебаний гетеродина, являются емкость C_{12} и индуктивность L , выбранная переключателем. Предполагается, что емкость C_M мала по сравнению с C_{12} . Кроме того, влияние C_M сведено к минимуму и эффективно скомпенсировано по температуре последовательным подключением конденсатора C_{13} .

Селектор каналов в каждом положении подключает различные индуктивности L , что позволяет частоте гетеродина соответствовать частоте выбранного канала ВЧ.

Выходной сигнал гетеродина через конденсатор C_{11} (рис. 6.13) подается на смеситель, а выходной сигнал смесителя проходит через трансформатор, настроенный на промежуточную частоту сигнала изображения, и подается на усилитель ПЧ.

6.3.1.2. Тюнер дециметрового диапазона

Схема тюнера дециметрового диапазона (UHF) показана на рис. 6.18.

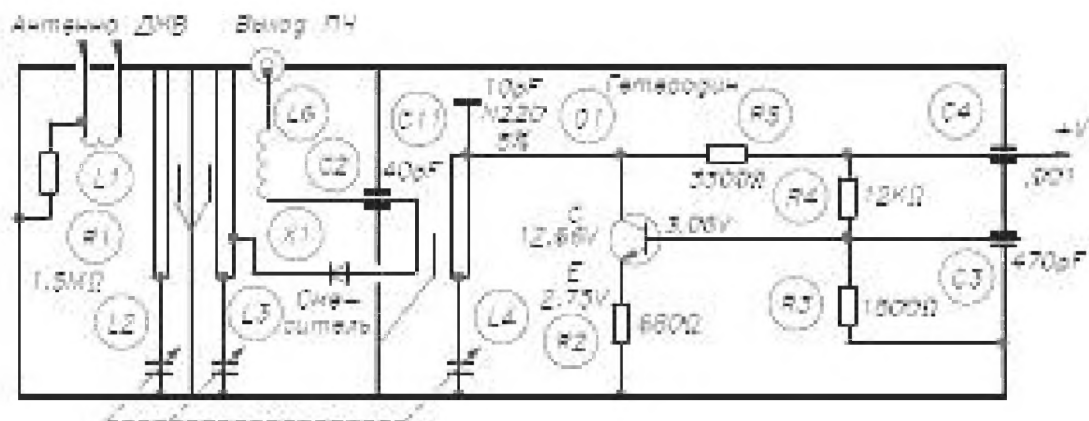


Рис. 6.18. Схема тюнера дециметрового диапазона телевизора Zenith 19EB12

В тюнере ДМВ применены конструктивные решения, характерные для техники ультравысоких частот. Наиболее интересным является то, что средний отсек, в котором находится смеситель, почти полностью экранирован от расположенного слева отсека УВЧ, за исключением относительно небольшого отверстия в разделяющей их стенке. Отверстие между отсеками УВЧ и смесителя позволяет осуществить связь между полосковыми линиями в этих секциях. Связь между гетеродином и смесителем осуществляется за счет того, что анодный вывод смесительного диода проходит параллельно выходной катушке гетеродина на длине примерно 1,3 см и затем возвращается обратно в смеситель через отверстие между этими отсеками. На аноде смесительного диода присутствуют как выходной сигнал смесителя, так и сигнал гетеродина, но катушка L6, играющая роль ВЧ дросселя, эффективно ослабляет сигнал гетеродина, имеющий значительно более высокую частоту, и пропускает на выход только сигнал промежуточной частоты. Далее этот сигнал поступает на тюнер метрового диапазона, как это уже отмечалось ранее.

Гетеродин построен по схеме с общей базой. Механизм обратной связи с эмиттером отчетливо не показан. Возможно, что это просто индуктивная связь, возникающая при близком расположении элементов R2 и L4.

6.3.2. Усилитель промежуточной частоты

Сигнал из тюнера поступает на основную плату телевизора, схема которой показана на рис. 6.19.

Из схемы видно, что сигнал тюнера поступает в *усилитель сигналов изображения промежуточной частоты* УПЧИ. Конструктивно этот телевизор построен так, что все элементы, ответственные за определенные функции, группируются в модули и блоки, расположенные на отдельных печатных платах, которые в случае отказа можно заменить. В этом телевизоре легко заменяемыми являются блок выходного видеоусилителя и АРУ и блок строчной и кадровой развертки.

Сигнал промежуточной частоты проходит через последовательный резонансный LC контур (C101 и L101, рис. 6.19а), который с помощью L101 можно настроить так, чтобы пропускать только промежуточную частоту и блокировать высокочастотные составляющие. Сигнал АРУ подается на базу транзистора Q101 через резисторы R240, R101, R102 и R103. Резистор R240 и конденсатор C103 образуют фильтр нижних частот для напряжения АРУ.

В этом телевизоре необычайно сложная схема входной цепи УПЧИ. В дополнение к уже упомянутой комбинации C101 и L101 сигнал передается также за счет взаимной индукции катушек L102А и L102В. Вторая катушка является также частью режекторного фильтра, в состав которого также входят C105, C106 и R102. Этот *режекторный фильтр* настроен на частоту 47,25 МГц, соответствующую, как будет показано ниже, несущей частоте звука предыдущего телевизионного канала, которую следует подавить. Резистор R102 является также частью другого режекторного фильтра, включающего в себя C104 и C107. Этот фильтр обеспечивает режекцию на частоте несущей изображения следующего соседнего канала.

Следует отметить, что в процессе преобразования спектр телевизионного сигнала, показанный на рис. 6.4б, инвертируется. Чтобы убедиться в этом, заметим,

что согласно табл. 6.1 второй канал начинается с частоты 54 МГц. Ширина полосы частот одного канала равна 6 МГц, следовательно, второй канал занимает диапазон частот от 54 до 60 МГц. Промежуточная частота канала изображения равна 44 МГц (имеется в виду центр полосы пропускания). Таким образом, если гетеродин работает на частоте 101 МГц, то центр полосы частот второго канала, находящийся на частоте 57 МГц, сместится по оси частот вниз на частоту $101 - 57 = 44$ МГц.

Кроме того, при той же частоте гетеродина произойдут сдвиги частот других составляющих телевизионного сигнала. Новые значения частот будут такими:

- нижняя граница полосы пропускания → 47 МГц;
- несущая частота видеосигнала → 45,75 МГц;
- несущая частота звука → 41,25 МГц;
- верхняя граница полосы пропускания → 41 МГц.

Нетрудно заметить, что нижняя граница полосы частот перенесена на верхнюю границу полосы пропускания канала ПЧ и наоборот. Кроме того, для различных каналов гетеродин будет работать на разных частотах, но спектр сигнала ПЧ будет неизменным.

После первого каскада УПЧИ сигнал поступает на следующий фильтр, который содержит две связанные между собой индуктивности, L105А и L105В. Настройкой первой из них (L105А) добиваются максимального ослабления несущей звука, а настройкой второй (L105В) – максимального коэффициента передачи основной полосы пропускания. Информацию об этом можно получить из описания методики регулировки, приведенной в сервисной инструкции.

Смещение второго каскада УПЧИ обеспечивается резисторами R107 и R108. Схема УПЧИ-2 отличается конфигурацией нагрузки в цепи эмиттера, по существу аналогичной уже знакомой цепи с последовательно соединенными резисторами, один из которых шунтирован емкостью. Это в целом такая же схема, если считать резистор R111 не шунтированным, а R109 подключить параллельно конденсатору C115. Детальные расчеты показывают, что положения низкочастотных полюсов и 0 для этих двух случаев практически одинаковы.

Фильтр, связывающий каскады на транзисторах Q102 и Q103, почти такой же, как между первыми двумя каскадами УПЧИ, и настраивается аналогично.

Третий каскад УПЧИ очень похож на второй, за исключением того, что эмиттер на частотах ПЧ шунтирован емкостью, а в цепь питания каскада включена двухступенчатая развязка (R110, C117, R114, C122). Выходной сигнал этого каскада через трансформатор подается на видеодетектор и фильтр.

6.3.3. Видеодетектор и фильтр

По сравнению с подобными схемами других телевизоров здесь схема детектора огибающей довольно сложна. В упрощенном виде она показана на рис. 6.20.

Эквивалентная схема Тевенина включает в себя резисторы R422, R423 и источник напряжения +24 В (рис. 6.19б). В этой схеме вторичная обмотка трансформатора T101 и конденсатор контура C123 заменены на источник синусоидального напряжения. Продетектированный выходной сигнал через две индуктивности L109 и L107

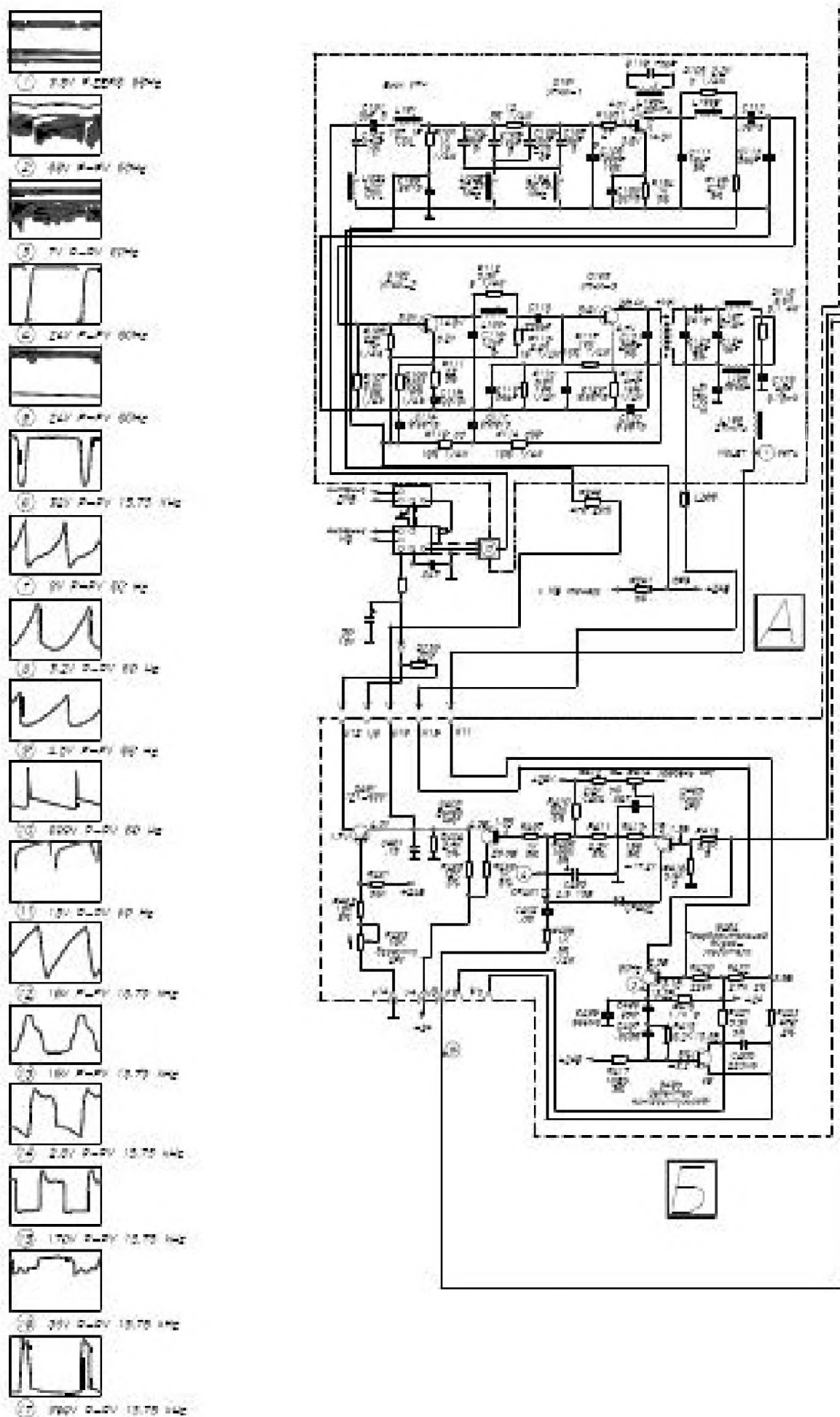
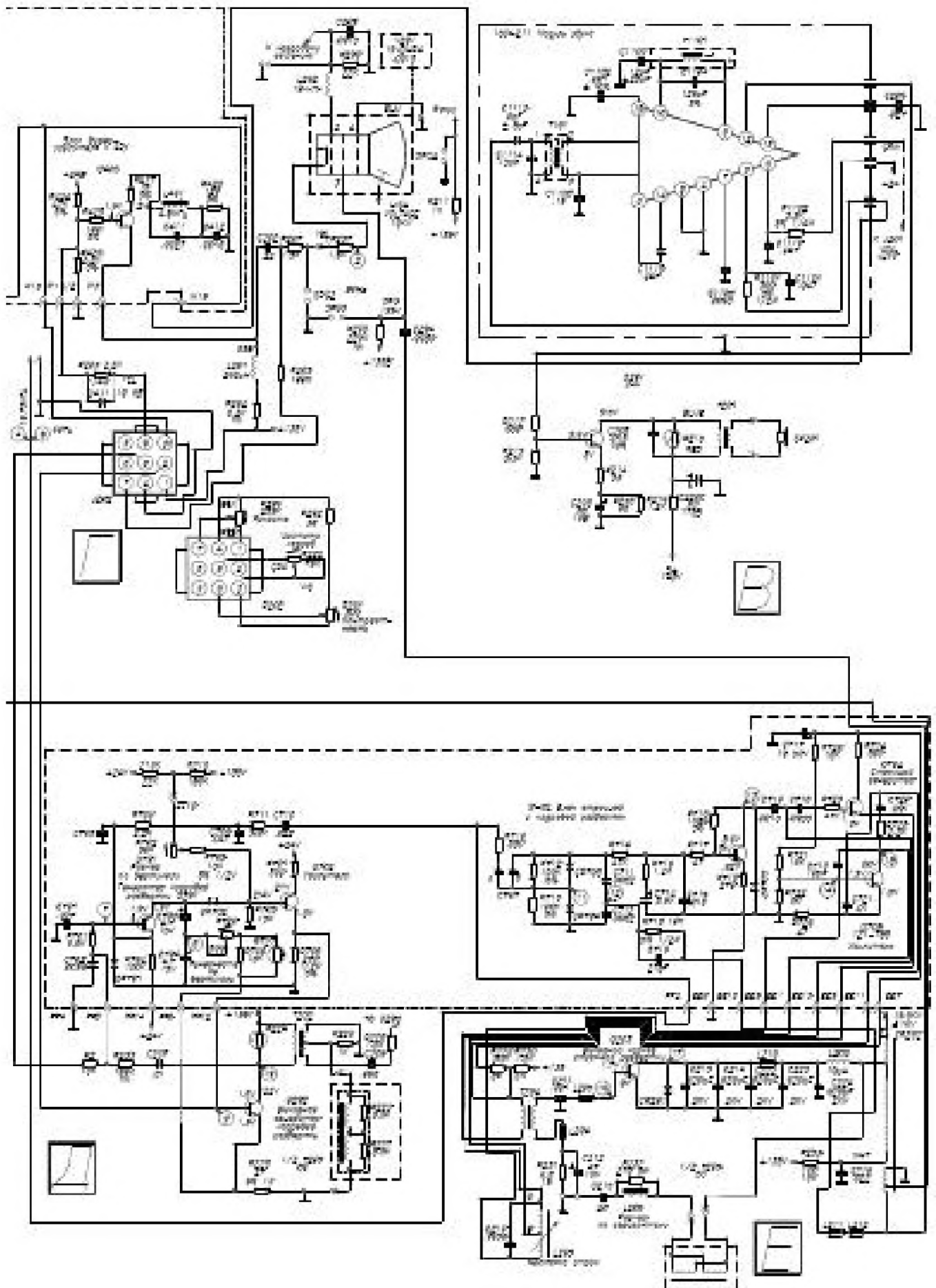


Рис. 6.19. Общая схема телевизора Zenith 19EB12



Первая из осциллограмм напряжений в контрольных точках, обозначенных на схеме, снята относительно общей шины (ZERO), а на остальных показаны размахи напряжений (P-P). – Прим. ред.



Рис. 6.19а. Усилитель промежуточной частоты и детектор канала изображения

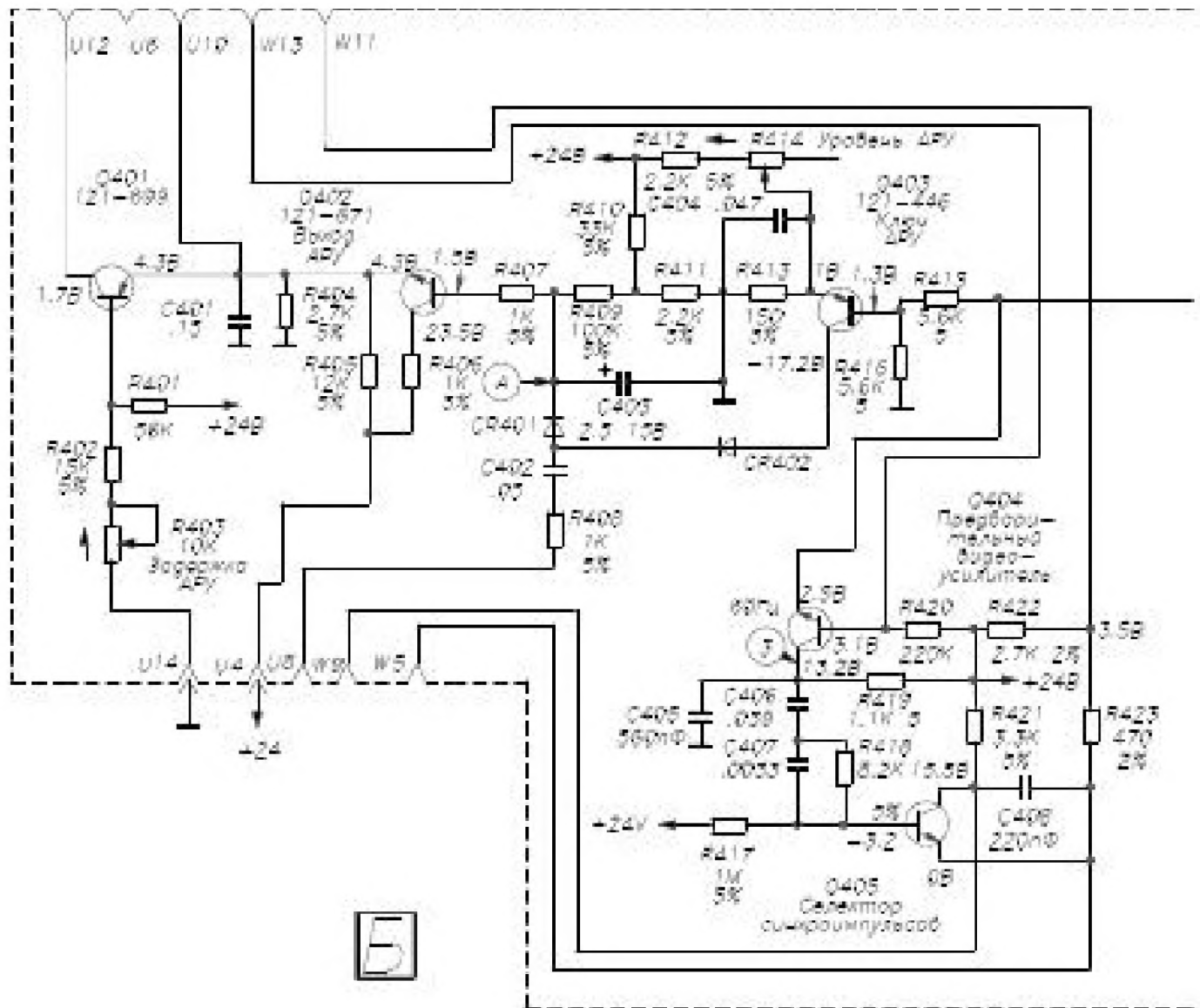


Рис. 6.196. Схемы АРУ, синхронизации и предварительного каскада видеоусилителя

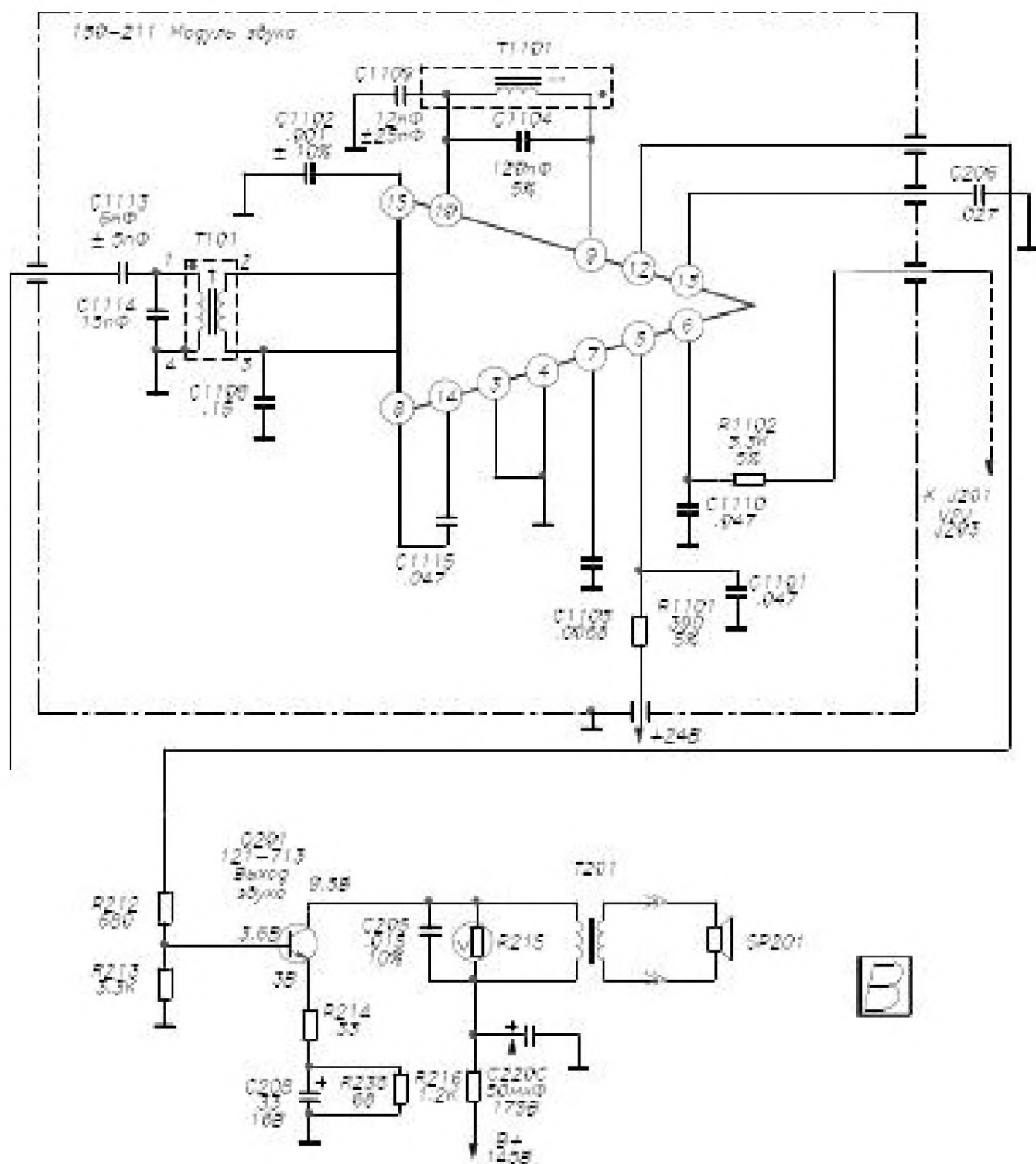


Рис. 6.19в. Канал звука

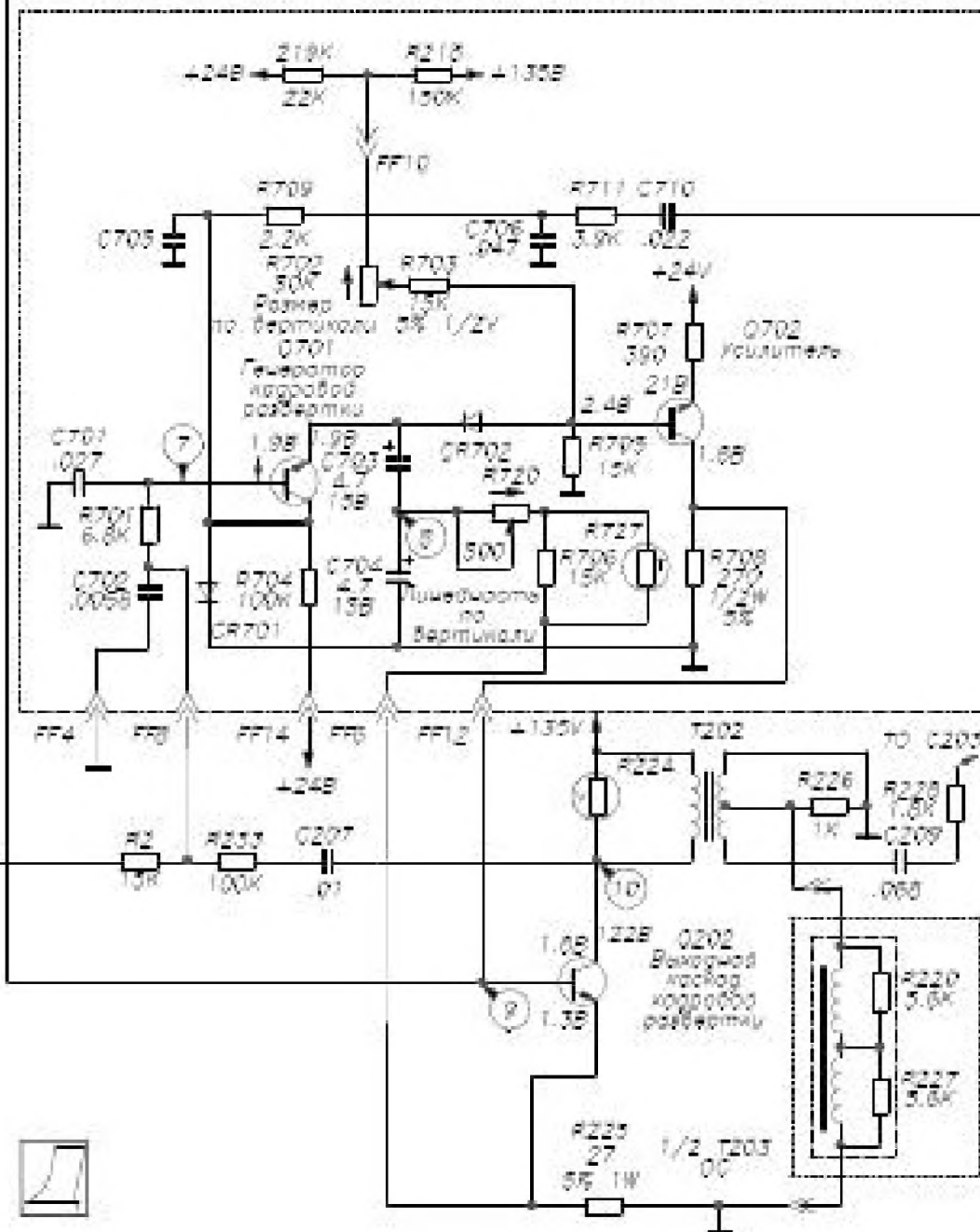


Рис. 6.19д. Схема кадровой развертки

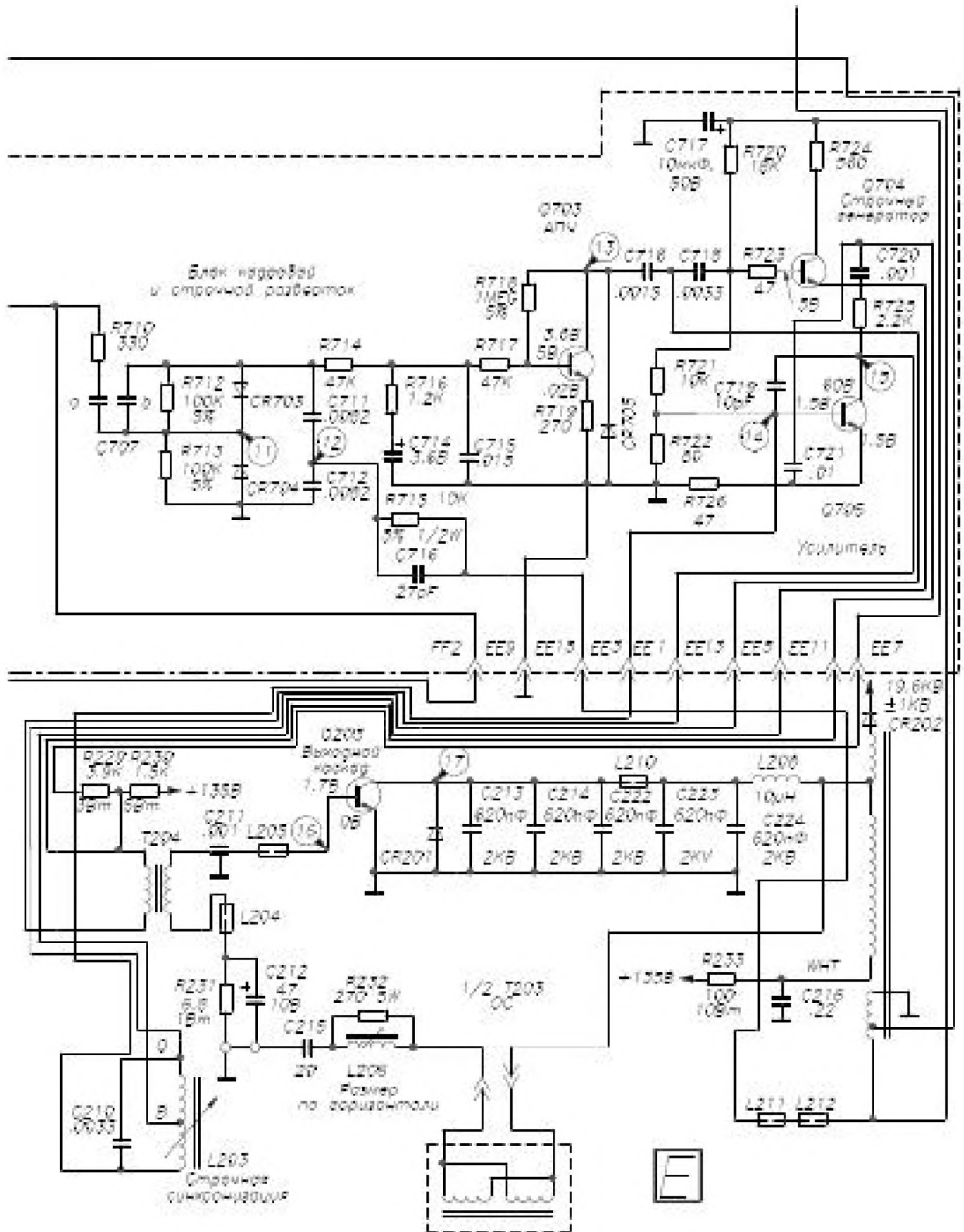


Рис. 6.19е. Схема строчной развертки

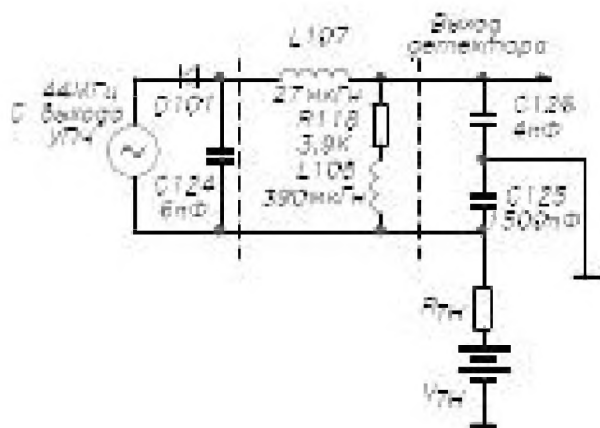


Рис. 6.20. Схема видеодетектора телевизора Zenith 19EB12

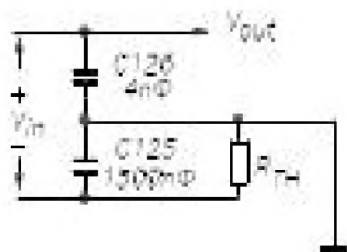


Рис. 6.21. Часть схемы рис. 6.20, расположенной справа, после замены источника напряжения Тевенина перемычкой по переменному току

в 27 мкГн подается на вход предварительного каскада видеоусилителя (Q404), представляющего собой эмиттерный повторитель. Некоторую дополнительную фильтрацию пульсаций осуществляет индуктивность L109 в паре с входной емкостью транзистора Q404. Для облегчения анализа схема, показанная на рис. 6.20, разделена на три части. Начнем анализ с правой части, затем перемещаясь влево. Учитывая, что эквивалентный источник напряжения Тевенина по переменному току замкнут накоротко, перерисуем эту часть схемы в измененном виде (рис. 6.21).

Поскольку $C_{126} \ll C_{125}$, то почти все напряжение сигнала падает на C126, а конденсатор C125 заменим перемычкой по переменному току. Исходя из этого рис. 6.20 в еще более упрощенном виде представлен на рис. 6.22. Справа от пунктирной линии – схема фильтра.

Полное сопротивление контура R118 – L108 – C126 равно:

$$Z(s) = \frac{(R_{118} + sL_{108})sC_{126}}{R_{118} + sL_{108} + 1/sC_{126}} = \frac{R_{118} + sL_{108}}{s^2L_{108}C_{126} + sC_{126}R_{118} + 1} \quad (6.3)$$

Индуктивность L107 и указанный контур образуют делитель напряжения, для которого можно определить коэффициент передачи, то есть фактически выразить выходное напряжение V_0 через V' :

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V'}(s) &= \frac{Z}{sL_{107} + Z} = \frac{\frac{R_{118} + sL_{108}}{s^2L_{108}C_{126} + sC_{126}R_{118} + 1}}{sL_{107} + \frac{R_{118} + sL_{108}}{s^2L_{108}C_{126} + sC_{126}R_{118} + 1}} = \\ &= \frac{R_{118} + sL_{108}}{s^3L_{107}L_{108}C_{126} + s^2L_{107}C_{126}R_{118} + s(L_{107} + L_{108}) + R_{118}} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Если в это уравнение подставить числовые значения и рассчитать положения полюсов и нулей, то получим:

- вещественный полюс на частоте $\omega = 9,36 \times 10^6$;
- два почти чисто мнимых полюса на частоте $\omega = 9,95 \times 10^7$;
- вещественный нуль на частоте $\omega = 10^7$.

Вещественные нуль и полюс можно отбросить. Таким образом, останется только пара мнимых полюсов, соответствующих частоте около 15 МГц.

Напомним, что несущая частота сигнала на входе детектора огибающей составляет 44 МГц, а частота сигнала, который необходимо выделить, достигает 4 МГц.

Полученный нами выше результат показывает, что частотная характеристика горизонтальна до 15 МГц, а затем спадает с крутизной 40 дБ на декаду, что обеспечивает значительное затухание на частоте 44 МГц. Благодаря очень малому затуханию $\zeta = 0,0032$ существует высокий резонансный пик на частоте 15 МГц, но это не имеет большого значения, так как на этой частоте нет никаких частотных составляющих.

В заключение рассмотрим влияние фильтра на видеодетектор. Полное сопротивление фильтра составляет $sL_{107} + Z$, где Z вычисляется по формуле (6.3). Запишем выражение для полного сопротивления в виде отношения двух степенных рядов аргумента s :

$$Z_{in}(s) = \frac{s^3 L_{107} L_{108} C_{126} + s^2 L_{107} C_{126} R_{118} + s(L_{107} + L_{108}) + R_{118}}{s^2 L_{108} C_{126} + s C_{126} R_{118} + 1} \quad (6.5)$$

Нули этого выражения уже были определены ранее в качестве полюсов передаточной функции фильтра в выражении (6.4). Полюсами Z_{in} являются корни квадратного уравнения, которое получается, если знаменатель приравнять 0. В результате решения получается:

- один вещественный нуль на частоте $\omega = 9,36 \times 10^6$;
- два почти чисто мнимых нуля на частоте $\omega = 9,95 \times 10^7$;
- два сопряженных комплексных полюса на частоте $\omega = 2,53 \times 10^7$.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что частотная характеристика для полного сопротивления горизонтальна до 1,5 МГц, а затем нарастает на участке до 4 МГц. Значение полного сопротивления в области «низких» частот (до 1 МГц) можно найти, определив предел Z_{in} при $s \rightarrow 0$. Таким образом, получается: $Z_{in} = R_{118}$, что может рассматриваться как нижний предел нагрузки видеодетектора.

В разделе 1.5 было показано, что постоянная времени детектора огибающей должна удовлетворять следующим условиям:

$$\frac{1}{\omega_c} < RC < \frac{1}{\omega_m}.$$

В нашем случае $R = 3,9$ кОм, $C = 6$ пФ, следовательно, $RC = 23,4$ нс. Для несущей частоты 44 МГц $1/\omega = 3,6$ нс, что очень хорошо удовлетворяет левому неравенству. С правым неравенством дело обстоит сложнее, потому что видеосигнал содержит частоты до 4 МГц. Однако если правое неравенство выполняется для этой частоты, то оно будет выполнено и для более низких частот. Для круговой частоты, соответствующей частоте 4 МГц, обратная величина составляет 40,0 нс, что действительно удовлетворяет правой части неравенства.

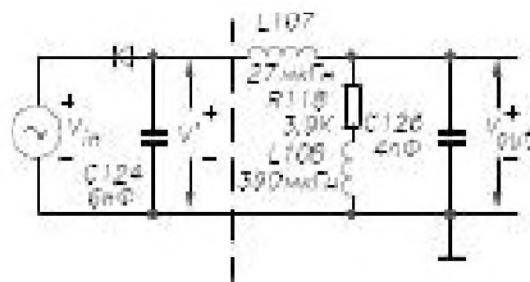


Рис. 6.22. Упрощенный вариант рис. 6.20, полученный в предположении, что конденсатор C_{125} эквивалентен короткому замыканию по переменному току

Итак, можно сделать вывод, что данный детектор огибающей будет хорошо работать с нагрузкой в виде фильтра, который обеспечит эффективное подавление промежуточной частоты 44 МГц.

6.3.4. Предварительный каскад видеоусилителя

Этот каскад предназначен для усиления широкополосного сигнала и разделения его на составляющие видео, синхронизации и поднесущей звука для последующей обработки. Его схема показана на рис. 6.23.

Сигнал синхронизации снимается с коллектора, а остальные с нагрузки эмиттера транзистора Q404. Конденсатор C405 уменьшает уровень высокочастотных составляющих сигнала на коллекторе, не затрагивая при этом эмиттерной цепи, где высокочастотные составляющие требуются для всех выходных сигналов. Частота среза, определяемая R419 и C405, составляет около 250 кГц. Эта частота достаточна, чтобы сохранить приемлемую форму строчных синхроимпульсов при одновременном ослаблении высокочастотных составляющих видеосигнала и поднесущей частоты сигнала звукового сопровождения, присутствие которых в сигнале синхронизации нежелательно.

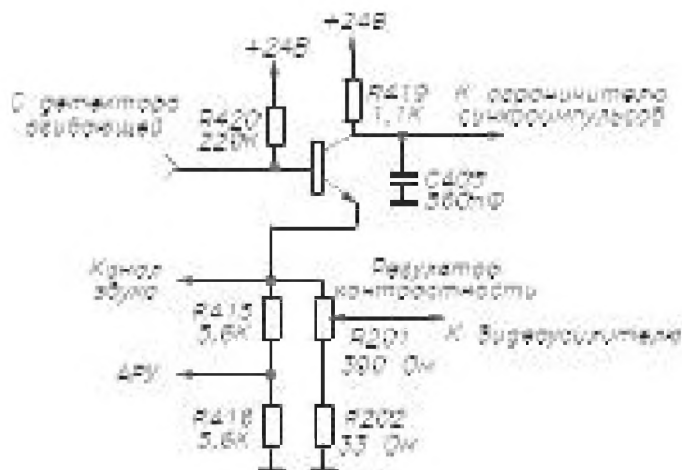


Рис. 6.23. Предварительный каскад видеоусилителя телевизора Zenith 19EB12. С этого каскада сигналы подаются на четыре других блока телевизора

Для регулировки контрастности используется делитель напряжения видеосигнала. Эта схема аналогична обычному регулятору громкости. Как можно видеть на рис. 6.19г, эмиттер транзистора Q404 соединен с *регулятором контрастности*. Через этот разъем подсоединяются также другие регуляторы, расположенные на основном шасси. Такое соединение регуляторов удобно при обслуживании, когда требуется извлекать шасси из корпуса. Резистор R202 не позволяет уменьшить видеосигнал до 0, когда регулятор контрастности установлен на минимум.

6.3.5. Ключевая схема АРУ

Для большей ясности схему ключевой АРУ можно перерисовать, как показано на рис. 6.24.

В отсутствие импульса обратного хода точка Р имеет потенциал общей шины¹. В технической документации к этому телевизору сказано, что импульсы имеют отрицательную полярность и амплитуду 32 В. Во время действия импульсов обратного хода диод D401 смещен в обратном направлении, а D402 – в прямом. Ток коллектора Q403 протекает через D402, C402, R408 и обмотку строчного трансформатора. В течение импульса обратного хода ток коллектора транзистора Q403 будет определяться значением напряжения база-эмиттер.

¹ На самом деле в точке Р отсутствует постоянная составляющая напряжения. – Прим. ред.

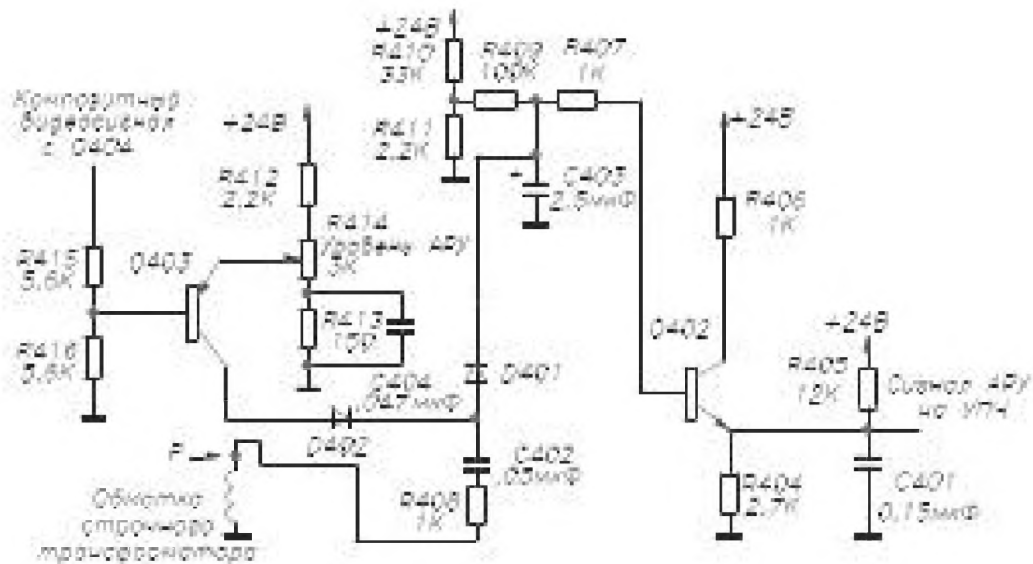


Рис. 6.24. Схема ключевой АРУ телевизора Zenith 19EB12

Упражнение 6.4. Для упрощенной схемы, приведенной на рис. 6.25, найдите зависимость i_E от параметров V_B , V_{EB} , R_U и R_L .

Сигнал на базе транзистора Q403 состоит из инвертированных видеосигнала и сигнала синхронизации, что означает уменьшение напряжения в моменты прихода синхроимпульсов. Потенциал эмиттера определяется регулируемым делителем напряжения. Регулятор R414 уровня АРУ должен быть установлен таким образом, чтобы в отсутствие синхроимпульсов транзистор Q403 находился в состоянии отсечки. При нормальной работе телевизора строчные синхроимпульсы будут совпадать по времени со строчными импульсами обратного хода, приложенными к коллектору. При отсутствии такого совпадения транзистор не будет открываться, но это не имеет значения, так как если импульсы не совпадают по времени, то изображение не будет синхронизовано. В данном случае не имеет значения, правильно ли выбран коэффициент усиления, и для восстановления синхронизации необходимо принять другие меры. Однако если импульсы совпадают по времени, то проводимость транзистора Q403 будет определяться амплитудой синхроимпульсов, приложенных к базе. Чем больше будет амплитуда этих импульсов, тем больше будет проводимость транзистора. Таким образом, при нормальной работе схемы в момент поступления синхроимпульсов транзистор находится в активном режиме, при этом должно выполняться соотношение

$I_C \approx I_E \sim A_{\text{синхр}}$ (ток коллектора и эмиттера пропорциональны амплитуде синхроимпульсов).

Импульс коллекторного тока, протекающий через конденсатор C402, вызывает приращение заряда конденсатора:

$$\Delta Q = I_C T,$$

где T – длительность импульса, а I_C – величина коллекторного тока транзистора Q403.

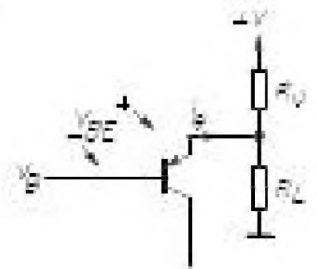


Рис. 6.25. Упрощенная схема каскада на транзисторе Q403

В электронной технике каскад с транзистором Q403 принято называть *стробируемым усилителем*. В телевизионной технике его чаще называют схемой ключевой АРУ. В промежутках времени между импульсами С402 разряжается через D401 и R408, тем самым заряжая конденсатор С403, который обеспечивает одну из составляющих смещения транзистора Q402. Другая часть смещения поступает от делителя напряжения R410, R411 через резистор R409. Напряжение от конденсатора С402 прибавляется к этому напряжению, вызывая увеличение напряжения на базе Q402 и выходного АРУ. Таким образом, этот каскад формирует напряжение АРУ прямого действия, что обычно для схем ключевой АРУ.

Рассмотрим работу транзистора Q402. В отсутствие синхроимпульсов (например, если телевизор настроен на канал, по которому не ведутся передачи) в составе базового смещения транзистора Q402 нет составляющей АРУ. Потенциал базы, задаваемый делителем R410 – R411 с учетом последовательных резисторов 103 кОм, составляет 1,5 В.

Делитель напряжения в цепи эмиттера с эффективным сопротивлением 2,2 кОм создает напряжение 4,40 В на переходе эмиттер-база, запирающее транзистор Q402. Потенциал шины АРУ определяется напряжением эмиттерного делителя, равным, как уже отмечалось, 4,4 В. Предположим, что схема начинает получать синхронизирующие импульсы. Временно не будем учитывать наличие конденсатора С401. Потребуется большое количество разрядов конденсатора С402 на С403, прежде чем потенциал базы поднимется выше потенциала эмиттера и транзистор Q402 начнет проводить. Но когда транзистор Q402 откроется, то в промежутках времени между импульсами конденсатор С403 будет частично разряжаться, а во время импульсов вновь заряжаться. Равновесное состояние на конденсаторе С403 установится, когда сравняются усредненные по циклу развертки скорости заряда и разряда. По причине чередования зарядов и разрядов конденсатора С403 напряжение на базе транзистора Q402 будет иметь пульсацию с частотой строчной развертки. Назначение конденсатора С401 состоит в фильтрации этих пульсаций. Выходное напряжение данного каскада используется для АРУ УПЧ изменением базового смещения первого каскада на транзисторе Q101. Напряжение АРУ подается также непосредственно на эмиттер транзистора Q401, с которым связан термин «задержка АРУ». Говоря о задержке, обычно имеют в виду процесс с запаздыванием, в данном случае происходящий при большем напряжении. Может быть, более правильно было бы назвать это порогом срабатывания АРУ (по уровню ВЧ сигнала). На

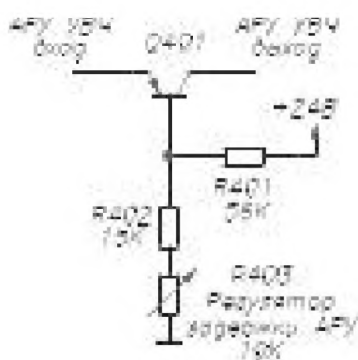


Рис. 6.26. Схема задержки АРУ телевизора Zenith 19EB12

рис. 6.26 показана схема такого устройства.

Принцип работы схемы очень прост. Резисторы R401, R403 образуют регулируемый делитель напряжения, задающий напряжение базы относительно общей шины. Если уровень сигнала велик, то и напряжение АРУ УПЧ достаточно велико, чтобы открыть переход база-эмиттер. Транзистор открывается и подает напряжение АРУ и на каскад УВЧ. Таким образом, УВЧ получает напряжение АРУ только

в том случае, когда УПЧ с управляемым коэффициентом усиления не в состоянии самостоятельно удержать амплитуду сигнала на постоянном уровне.

6.3.6. Канал звукового сопровождения

Сигнал с эмиттера предварительного каскада видеоусилителя через конденсатор С1113 и трансформатор Т102 подается на микросхему IC1101 (рис. 6.19в). Цепь, подключенная к выводам 9 и 10, указывает на то, IC содержит *квадратурный детектор*. На схеме не показаны каскады усиления ПЧ звука и ограничения, поэтому можно сделать вывод, что эта ИС такого же типа, как и рассмотренная в п. 2.3.3. Квадратурному детектору в ней предшествует несколько каскадов предварительного усиления ПЧ, имеющих достаточное усиление, чтобы обеспечить ограничение сигнала.

Выходной звуковой сигнал с вывода 12 IC1101 подается на обычный усилитель мощности НЧ с выходным трансформатором. Особенностью усилителя является относительно высокое напряжение питания и на коллекторе выходного транзистора Q201. Конденсатор С205 ослабляет верхние частоты, обеспечивая приятный тембр звучания, а управляемый напряжением резистор R215 шунтирует первичную обмотку трансформатора Т201 в случае замыкания коллектора и эмиттера транзистора Q201¹.

Упражнение 6.5. Какова максимальная выходная мощность этого каскада? Примите внутреннее сопротивление источника питания равным 100 Ом.

Каким должно быть отношение числа витков обмоток трансформатора для получения максимальной выходной мощности?

6.3.7. Выходной каскад видеоусилителя

Видеосигнал, поступающий с эмиттера транзистора Q404 предварительного каскада видеоусилителя, непосредственно поступает на выходной каскад видеоусилителя, собранного на транзисторе Q406. Его схема показана на рис. 6.27.

Регулировка контрастности осуществляется с помощью резистора R201 (рис. 6.19г). Амплитуда сигнала, подаваемого на видеоусилитель, увеличивается при повороте ручки регулятора по часовой стрелке. Сигнал с регулятора контрастности поступает через резистор R203 без потери постоянной составляющей, что позволяет одновременно с увеличением сигнала повышать напряжение смещения базы транзистора Q406. Увеличение базового смещения при увеличении сигнала будет поддерживать нормальный рабочий режим транзистора Q406². Конденсатор, включенный параллельно R203, выполняет высокочастотную коррекцию. Базовое смещение устанавливается резисторами R424 и R426.

Каскад на транзисторе Q406 является усилителем с отрицательной обратной связью, формируемой цепью RLC в эмиттере. Так как полные сопротивления

¹ Резистор R215 представляет собой варистор и предназначен для защиты транзистора Q201 от перенапряжений, возникающих при работе на индуктивную нагрузку. – *Прим. ред.*

² Увеличение базового смещения при увеличении сигнала поддерживает уровень черного. – *Прим. ред.*

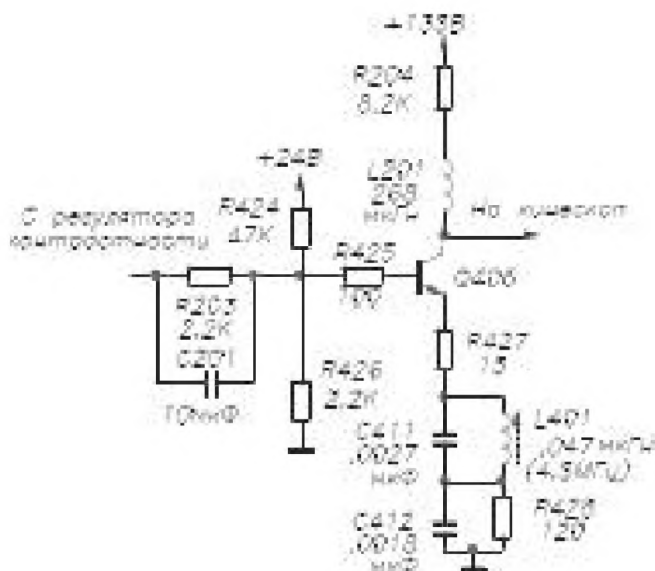


Рис. 6.27. Выходной каскад видеоусилителя телевизора Zenith 19EB12

в цепях коллектора и эмиттера – комплексные величины, то нельзя сразу сказать, какова будет зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты. Ясно лишь, что конденсатор C411 и индуктивность L401 образуют параллельный резонансный контур, обеспечивающий подавление несущей сигнала звукового сопровождения 4,5 МГц. Если предположить отсутствие потерь в этом контуре, то на частоте 4,5 МГц он будет представлять собой разомкнутую цепь, что уменьшает коэффициент усиления на этой частоте до 0.

При расчете коэффициента усиления этого каскада следует допустить, что коэффициент передачи цепи обратной свя-

зи будет намного больше $|g_m Z_{Emin}|$, где Z_{Emin} – минимальное значение полного сопротивления в цепи эмиттера в частотном диапазоне усилителя. Сначала нужно определить статический режим усилителя, что представляет на практике определенные трудности. Они вызваны ошибками в схеме, предоставленной производителем. Наиболее явная из этих ошибок видна на рис. 6.19г, где указано, что постоянное напряжение на коллекторе составляет 56 В, в то время как на другом конце этого провода, сразу за контактом W3 показано напряжение 85 В. Это только начало проблем. Если предположить, что правильное значение напряжения 85 В, то это означает, что падение напряжения на коллекторной нагрузке равно 50 В. Допустим, падение напряжения на индуктивности L201 пренебрежимо мало. Тогда коллекторный ток составит величину $50 \text{ В} / 8,2 \text{ кОм} \approx 6 \text{ мА}$. Если пренебречь сопротивлением индуктивности L401, то такой ток, протекая через резисторы в цепи эмиттера, дал бы падение напряжения 0,81 В. Но на схеме приведено значение потенциала эмиттера, равное 1,2 В. Если же принять напряжение коллектора равным 56 В, то коллекторный ток должен быть равен $(135 - 56) \text{ В} / 8,2 \text{ кОм} = 9,6 \text{ мА}$. Он, протекая через эмиттерный резистор 135 Ом, даст падение напряжения 1,3 В. Это говорит о том, что меньшее значение напряжения является правильным. Но есть еще одно обстоятельство: на схеме падение напряжения на переходе база-эмиттер составляет всего 0,4 В. Представляется маловероятным, что кремниевый транзистор с напряжением на переходе база-эмиттер всего 0,4 В может пропускать в цепи коллектор-эмиттер ток величиной около 10 мА.

Как уже отмечалось, установка регулятора контрастности дает возможность определить смещение транзистора Q406 и его рабочую точку. Если этот регулятор находится в среднем положении, то анализ по постоянному току, проведенный с использованием программы PSPICE®, дает значения коллекторного тока покоя 3,65 мА, а напряжения на коллекторе – 105 В. Если регулятор контрастности установлен так, что сопротивление выше движка равно 65 Ом, то напряжение на коллекторное будет 85 В, на эмиттере – 0,83 В, а на базе – 1,65 В. Последняя величина

хорошо согласуется со значением, указанным на схеме. При этом величины напряжений только на эмиттере (1,2 В) и коллекторе (56 В) кажутся неправильными. Ни одна из установок регулятора контрастности не может дать значение постоянного напряжения на коллекторе 56 В. Возможно, что такое расхождение в значениях напряжений в этом каскаде вызвано существенным влиянием смещения за счет сигнала. В пользу такого предположения свидетельствуют следующие факты:

- полярность сигнала такова, что этот эффект возможен;
- ток I_{CQ} , при котором $V_{CQ} = 56$ В, почти совпадает с током, при котором $V_{EQ} = 1,2$ В.

Но даже если последнее предположение верно, оно не объясняет, почему на схеме на противоположных концах одного провода показаны два напряжения, отличающиеся на 29 В. Словом, проблема ошибок на схемах в сервисных инструкциях не редкость.

Вернемся к теме. Если предположить, что за счет сигнала существует достаточно большое смещение, чтобы уменьшить V_{CQ} до 56 В, то коллекторный ток будет равен 9,6 мА, $g_m \leq 0,384$ См. Если Z_E больше 26 Ом, то $|g_m Z_E|$ больше 10 и можно признать справедливость приближения для коэффициента усиления, а именно: $A_G = -1/Z_E(s)$ или $A_v = -Z_C(s)/Z_E(s)$. Даже в ситуации, когда сопротивление индуктивности L401 будет 1 Ом, указанное условие для полного сопротивления в цепи эмиттера будет выполняться для всех частот ниже 8 МГц. Но в этом случае выражения, описывающие полные сопротивления, оказываются слишком сложными для расчета критических частот. Поэтому при проведении анализа видеоусилителя по переменному току была использована программа PCPICE®. Результат показан на рис. 6.28.

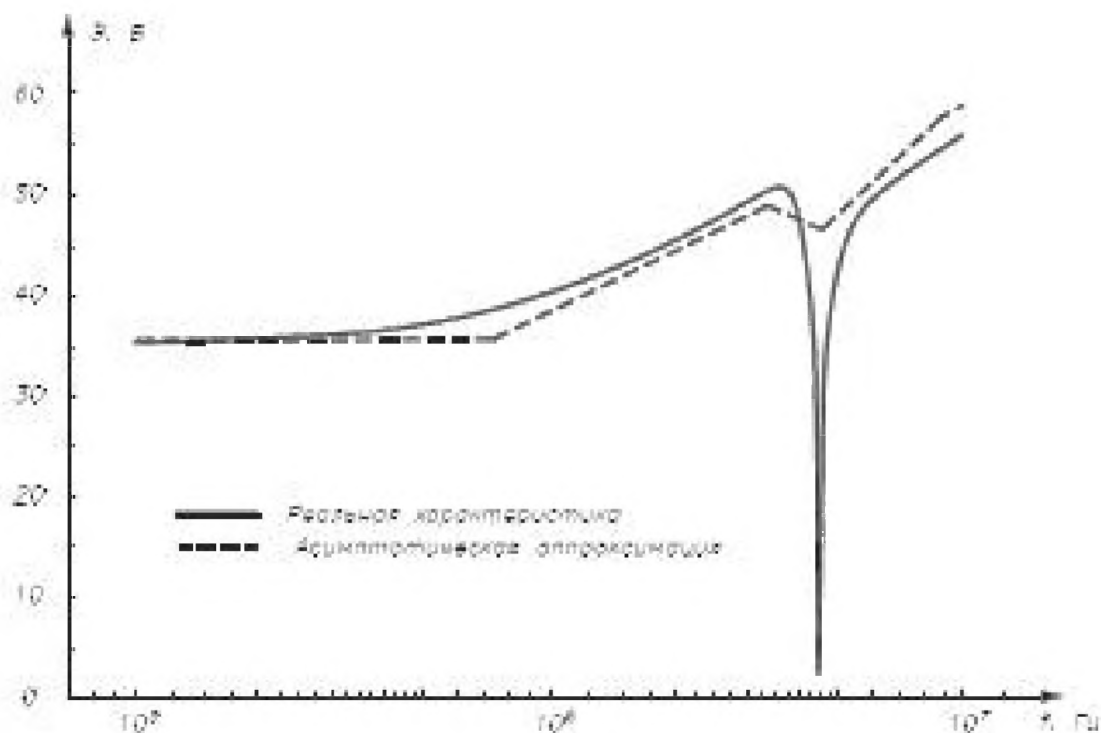


Рис. 6.28. Частотная характеристика видеоусилителя, приведенного на рис. 6.27. Сплошной линией показана реальная характеристика, пунктирной – ее асимптотическая аппроксимация, рассчитанная на основе критических частот для данного усилителя

Форма кривой удивительно проста. Были рассчитаны также точки излома характеристики Бодэ и построена соответствующая характеристика, обозначенная пунктирной линией. При использовании низкочастотной модели транзистора схема имеет три полюса (в том числе два комплексных сопряженных) и четыре 0 (в том числе также два комплексных сопряженных, связанных режекторным контуром в эмиттерной цепи). Однако в целом частотная характеристика очень похожа на характеристику с одним 0, если на нее наложить характеристику режекторного фильтра. При этом упомянутый единственный нуль определяется параллельной RC-цепочкой в эмиттерной цепи. Подъем характеристики на высоких частотах повышает четкость мелких деталей изображения.

Выходной сигнал видеоусилителя подается на катод кинескопа (вывод 7). Напряжение на модуляторе кинескопа (вывод 2) устанавливается резистором R209 вблизи 0. При положительном напряжении видеосигнала напряжение модулятор-катод становится отрицательным, что приводит к запирающему лучу, и экран становится темным.

6.3.8. Ограничитель синхроимпульсов

Хотя на схеме телевизора этот каскад назван ограничителем синхроимпульсов, в большинстве случаев такой каскад называют *селектором синхронизирующих импульсов*. На его вход поступают строчные и кадровые синхроимпульсы с предварительного каскада видеоусилителя вместе с сигналами звука и изображения. Схема спроектирована таким образом, чтобы оставаться или почти оставаться в области отсечки до тех пор, пока не поступит синхроимпульс. Таким образом, сигнал звуковой поднесущей и видеосигнал не проходят на его выход. Напротив, синхронизирующие импульсы, имея большую амплитуду, не только открывают каскад, но и вводят его в состояние насыщения. Схема каскада показана на рис. 6.29.

Синхроимпульс положительной полярности, поступающий с коллектора транзистора Q404, можно рассматривать как ступеньку напряжения на входе селектора синхроимпульсов (транзистор Q405). Можно показать, что до прихода этого импульса начальное напряжение на конденсаторе C406 равно 5,6 В. Вход транзистора Q405 можно считать замкнутым по переменному току. Определим ток базы при подаче на вход схемы ступеньки напряжения. На рис. 6.30 показана эквивалентная схема.

Можно показать, что прямое преобразование Лапласа переходной характеристики для входного тока имеет вид:

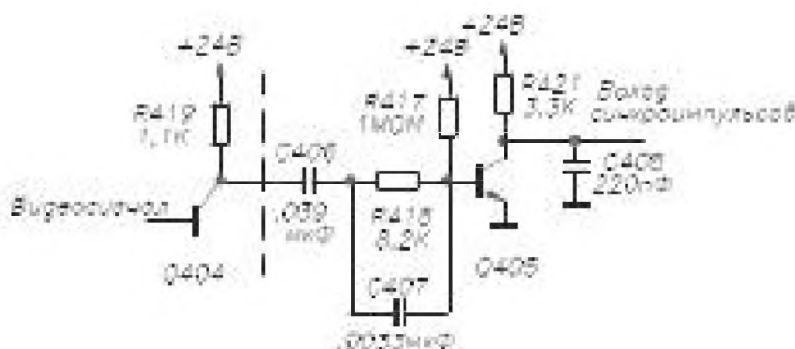


Рис. 6.29. Селектор синхроимпульсов телевизора Zenith 19EB12

$$I_b(s) = \frac{|V_{cc} - v_c(0)| C_{406} (1 + sC_{407} R_{418})}{s^2 C_{406} C_{407} R_{418} R_{419} + s(C_{406} R_{418} + C_{407} R_{418} + C_{406} R_{419}) + 1} \quad (6.6)$$

После обратного преобразования получим

$$i_b(t) = 14,97 \text{ мА} \times e^{-333518t} + 1,73 \text{ мА} \times e^{-2689t} \quad (6.7)$$

Из этого результата следует, что функция спада тока имеет две постоянных времени: меньшую (около 3 мкс), и большую (около 370 мкс). Вначале первое слагаемое значительно превышает второе. Но постоянная времени медленно меняющейся экспоненты столь велика, что благодаря второму слагаемому транзистор будет удерживаться в насыщении еще долгое время после того, как первое слагаемое практически станет равным 0. Постоянная времени 370 мкс велика по сравнению с длительностью строчного синхроимпульса (~5 мкс), поэтому ток базы практически не изменяется за время длительности строчного синхроимпульса. Это гарантирует, что транзистор Q405 будет оставаться в режиме насыщения во время его действия. Когда входное напряжение спадет, то благодаря емкостной связи напряжение базы будет отрицательным и сместит переход база-эмиттер в обратном направлении. Таким образом, ток базы прекратится. Если бы ситуацию с обратным смещением анализировалась математически, необходимо было бы ввести другие допущения, отличающиеся от тех, которые привели к уравнению (6.7). В частности, переход база-эмиттер транзистора считался бы разомкнутой цепью, а заряд конденсатора осуществлялся бы через резистор R417. Но в этом нет необходимости. Известно, что отрицательная полуволна напряжения v_{be} будет ускорять процесс переключения транзистора Q404, удаляя заряды из базы. В нашем случае можно предположить, что транзистор выключается одновременно со спадом входного синхроимпульса.

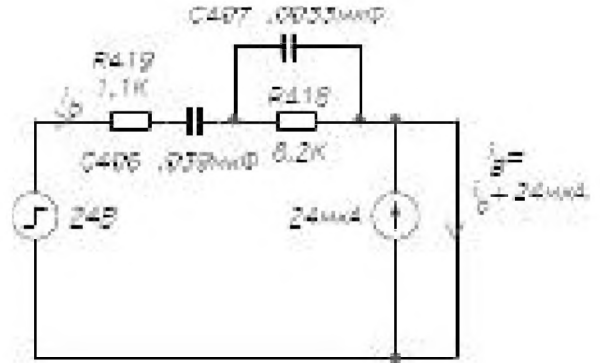


Рис. 6.30. Эквивалентная схема селектора синхроимпульсов

Реакция на кадровый синхронизирующий импульс будет аналогичной. Его длительность примерно втрое больше периода строчной развертки, или около 190 мкс. Поскольку постоянная времени равна 370 мкс, то ток базы уменьшится до 1,06 мА. Однако эта величина, умноженная на любой реальный коэффициент усиления β , гарантирует, что в течение кадрового синхроимпульса транзистор Q405 останется в состоянии насыщения.

6.3.9. Генератор и выходной каскад кадровой развертки

В состав *генератора и выходного каскада кадровой развертки* входят транзисторы Q701, Q702 и Q202. Схема этих каскадов показана на рис. 6.31.

Во-первых, необходимо отметить, что генератор должен работать в отсутствие сигнала синхронизации, так как отклонение луча должно быть и тогда, когда тюнер телевизора не принимает сигнала. Поэтому можно временно игнорировать все, что подключено к эмиттеру транзистора Q701, кроме резистора R704 и диода

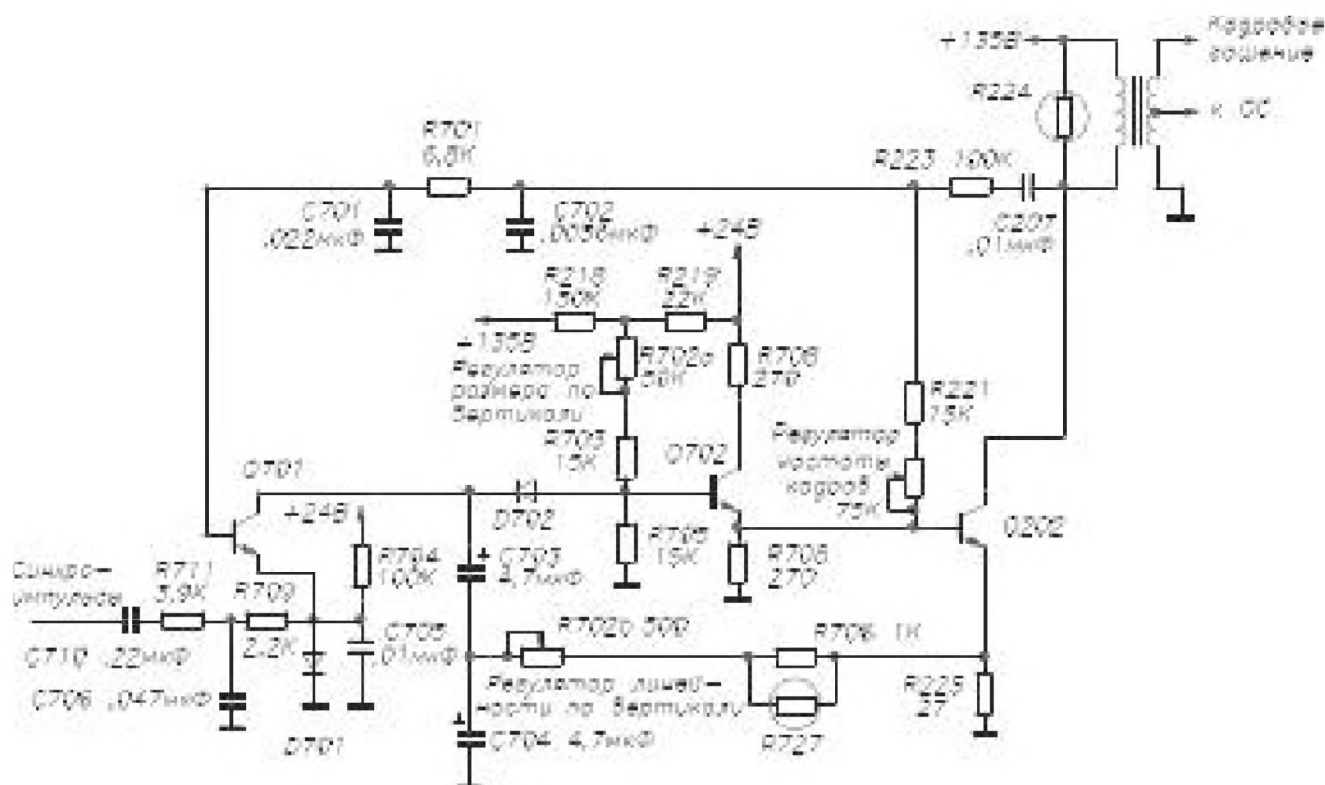


Рис. 6.31. Схема генератора и выходного каскада кадровой развертки телевизора Zenith 19EB12

D701. Это позволит исследовать генератор без учета цепей синхронизации. Обратите внимание, что схема представляет собой несимметричный *мультивибратор*, одним из транзисторов которого является Q701, а в качестве второго выступает составной транзистор на Q702 и Q202, включенных по схеме Дарлингтона. Последняя позволяет получить мощный выходной сигнал, необходимый для питания кадровых отклоняющих катушек, так что током, поступающим на базу транзистора Q701, можно пренебречь. Исходя из сложности схемы и предыдущих рассуждений о форме напряжения на кадровых катушках этот мультивибратор не должен генерировать простые прямоугольные импульсы, знакомые всем по описанию в учебниках. *Регулятор размера по вертикали* изменяет рабочую точку, а следовательно, и усиление составного транзистора. Оставшаяся часть схемы функционально может быть разделена на три части:

- схема обратной связи мультивибратора;
- схема регулировки линейности по вертикали;
- входная цепь синхронизации.

6.3.9.1. Цепи обратной связи мультивибратора

Известно, что напряжение на коллекторе транзистора Q202 должно изменяться примерно по такому же закону, как и на вертикальных отклоняющих катушках (см. рис. 6.11д). В действительности на цепь обратной связи с коллектора транзистора Q202 поступает сигнал противоположной полярности. Схема цепей обратной связи показана на рис. 6.32.

Приведенные на схеме осциллограммы двух входных сигналов взяты из технической документации производителя. Влияние этих двух сигналов будет рассматриваться *методом суперпозиции*. Для сигнала, поступающего с коллектора Q202,

конденсатор 0,01 мкФ (C207) играет особую роль. Этот сигнал можно рассматривать как сумму пилообразного сигнала и коротких импульсов. Свойства конденсатора C207 по отношению к этим двум составляющим сильно отличаются. Продолжительность импульса невелика, поэтому он проходит через конденсатор без изменений. Положительные импульсы напряжения на конденсаторе C701 фиксируются диодом D701 и транзистором Q701 и вводят его в насыщение. Пилообразная составляющая имеет отрицательный наклон, поэтому среднее напряжение на конденсаторе C701 будет отрицательным и, следовательно, не будет фиксироваться. Если отдельно анализировать схему, расположенную слева от пунктирной линии при условии, что V_1 замкнуто накоротко (это необходимо для анализа методом суперпозиции), а V_2 представляет собой линейно изменяющееся напряжение с отрицательным наклоном, то напряжение на конденсаторе C702 отрицательно и приближается к постоянной величине. Отсюда следует: ток, протекающий через конденсатор C702, равен 0, и все напряжение падает на сопротивлениях R221 и регулятора кадровой синхронизации, который принято называть регулятором частоты кадров. Это означает, что ток, протекающий через названные элементы, а также через R223 и C207, постоянен. Ток, протекающий через конденсатор C207, может быть постоянным только в том случае, если напряжение на нем изменяется линейно во времени. А это как раз та ситуация, когда правый вывод конденсатора C207 имеет постоянный (отрицательный) потенциал, а левый подключен к источнику изменяющегося линейно (с отрицательным наклоном) напряжения. Все постоянные времени этой части схемы не превышают нескольких миллисекунд, поэтому упомянутый выше постоянный потенциал на конденсаторе C702 достигается довольно быстро в течение периода колебаний сигнала V_2 , равного 16 мс. Величина этого отрицательного потенциала равна:

$$V_{C702} = C_{207} (R_{221} + R_{\text{вн}}) \frac{dV_2}{dt}.$$

В этом уравнении $dv_2/dt < 0$ определяет наклон линейно изменяющегося участка напряжения V_2 . Его крутизна составляет около 16 В/мс. Важным моментом является то, что это напряжение пропорционально сопротивлению $R_{\text{вн}}$ регулятора частоты кадров. Цепочка R701, C701 обеспечивает небольшую дополнительную низкочастотную фильтрацию, но поскольку постоянная времени цепи $R701 \times C701$ составляет всего около 1/7 мс, то напряжение на конденсаторе C701 будет почти таким же, как и на C702. Если объединить все о вкладе двух составляющих напряжения V_2 в напряжение V_{C701} , то получится картина, похожая на рис. 6.33.

Однако существует еще одна составляющая этого напряжения, обусловленная напряжением V_1 при замкнутом накоротко источнике напряжения V_2 . В связи с тем, что график выходного тока транзистора Q202, равного $g_m V$, имеет приблизительно

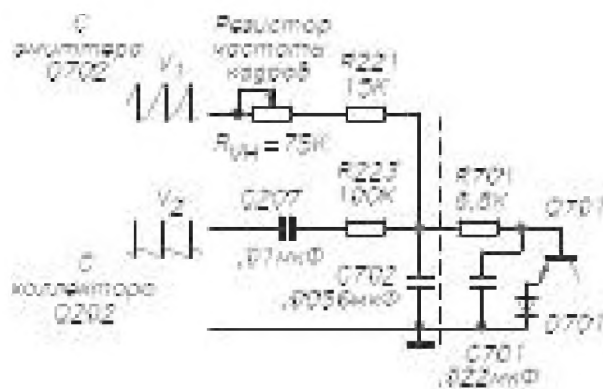


Рис. 6.32. Цепи обратной связи мультивибратора с рис. 6.31

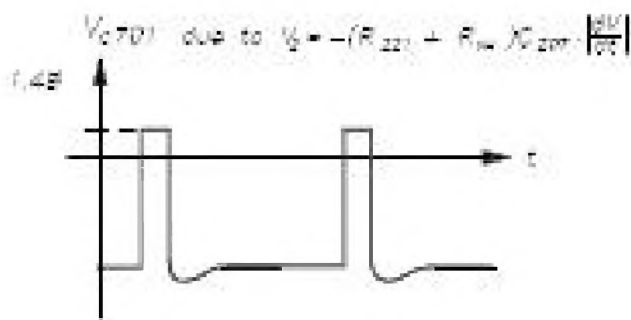


Рис. 6.33. Напряжение на конденсаторе C701, если на цепь обратной связи поступает только сигнал с коллектора транзистора Q202

пилообразную форму, можно ожидать, что входное напряжение этого транзистора ($\sim V = V_1$) будет иметь аналогичный вид. Напряжение V_1 много меньше, чем

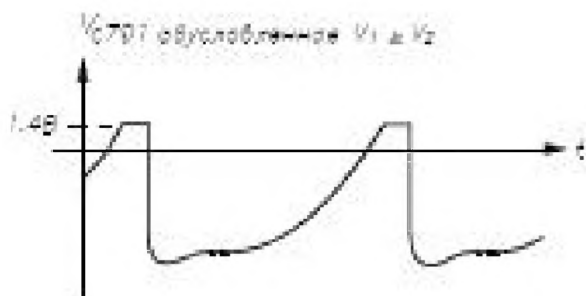


Рис. 6.34. Напряжение на конденсаторе C701, если на цепь обратной связи поступают сигналы с эмиттера транзистора Q702 с коллектора транзистора Q202

V_2 , а пилообразное напряжение, как мы уже отмечали, плохо передается через конденсатор 0,01 мкФ, поэтому при расчете вклада V_1 не будет учитываться та часть схемы, которая содержит конденсатор C207. Малые постоянные времени цепей $(R_{221} + R_{vh})C_{702}$ и $R_{701}C_{701}$ приводят к тому, что напряжения на этих двух конденсаторах будут по существу повторять график V_1 . Если эту составляющую напряжения V_{C701} сложить с напряжением, показанным на рис. 6.33, то в результате получим напряжение, график которого показан на рис. 6.34.

Это напряжение приложено к базе транзистора Q701. При положительном значении напряжения на базе транзистора Q701 он открывается и разряжает конденсаторы C703 и C704, запирая транзистор Q702, а следовательно, и Q202. При запираании транзистора Q202 напряжение на его коллекторе увеличивается. Скачок напряжения через цепь обратной связи передается на базу Q701 и ускоряет процесс переключения. Таким образом, происходит регенеративный процесс переключения. Транзистор Q701 быстро насыщается, что приводит к прерыванию процесса линейного нарастания напряжения и его быстрому спаду. Следует высказать два важных заключения:

- из сравнения рис. 6.33 и 6.34 видно, что импульсная составляющая, обусловленная напряжением V_2 , совпадает по времени с обратным ходом V_1 . Это, конечно, не случайно. Рис. 6.33, возможно, вводит в некоторое заблуждение, поскольку составляющие, обусловленные V_1 и V_2 , не существуют отдельно. Причиной регенеративных процессов переключения, генерирующих в свою очередь импульсную составляющую V_2 , является линейно нарастающая составляющая V_1 ;

○ действие регулятора R_{VH} частоты кадров в изменении уровня постоянного напряжения на базе транзистора Q701. Поэтому при изменении R_{VH} изменяется частота свободных колебаний генератора кадровой развертки.

Упражнение 6.6. Объясните, почему изменение R_{VH} генератора кадровой развертки изменяет частоту колебаний в отсутствие синхроимпульсов. При увеличении R_{VH} частота будет увеличиваться или уменьшаться?

6.3.9.2. Схема регулировки линейности по вертикали

Кроме транзисторов Q702 и Q202 (рис. 6.31) в схему регулировки линейности по вертикали входят также C703, C704, R706, R707, D702, R225 и резистор регулятора линейности по вертикали. После того как транзистор Q701 войдет в насыщение и разрядит конденсаторы C703, C704, он выключается, потому что у него на базе уже не будет открывающего сигнала. Далее конденсаторы C703, C704 снова начинают заряжаться через элементы D702, R703, резистор *регулятора размера по вертикали*, R218 и R219. При уменьшении сопротивления регулятора размера по вертикали увеличивается амплитуда пилообразного сигнала из-за увеличения поступающего на соответствующий делитель напряжения. Но увеличение напряжения V_1 приводит к сокращению цикла переключения транзистора Q701, вследствие чего повышается частота развертки. Такая нежелательная взаимосвязь между регулировками кадровой развертки была общей проблемой генераторов кадровой развертки в старых телевизорах.

Диод D702 предназначен для смещения уровня и в некоторой степени для корректировки формы сигнала. В какой-то мере его можно считать участвующим только в смещении уровня, поэтому он не включен в эквивалентную схему по переменному току, показанную на рис. 6.35.

Этот фрагмент схемы требует следующих уточнений:

- резистор R – это сопротивление эквивалентного источника постоянного напряжения Тевенина, используемого для заряда конденсаторов. Оно включает в себя R219, R218, R703, R705 и сопротивление регулятора размера по вертикали R702A. Индекс «А» означает, что этот регулятор является частью сдвоенного. Наиболее часто это реализуется в виде конструкции из двух потенциометров с коаксиальными осями, одна из которых проходит внутри другой. В данном случае совмещены регуляторы размера и линейности по вертикали;
- амплитуда напряжения V_{in} определяется напряжением эквивалентного источника Тевенина. Напомним, что цепь, к которой приложено напряжение V_b , во время обратного хода развертки замкнута накоротко транзистором Q701, после чего начинается заряд конденсаторов. Он происходит так, как будто на вход подана ступенька напряжения. Именно такой входной сигнал используется при анализе работы схемы;

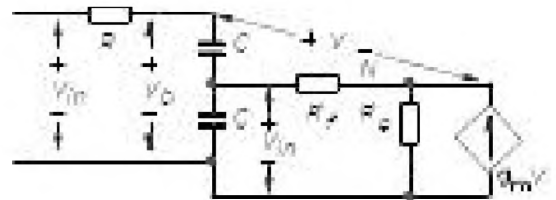


Рис. 6.35. Регулировка линейности по вертикали: эквивалентная схема части генератора кадровой развертки с рис. 6.31



- на эквивалентной схеме не показано сопротивление r_π , так как ток через него в узел N можно пренебречь по сравнению с другими токами данного узла. Это можно объяснить тем, что выходной каскад построен по схеме Дарлингтона;
- сопротивление R_f включает в себя сопротивления R706, R727 и регулятор линейности по вертикали R702B. R727 представляет собой терморезистор, сопротивление которого зависит от температуры;
- можно показать, что крутизна g_m , указанная на эквивалентной схеме, будет равна крутизне транзистора Q202 при условии, что

$$g_m(Q_{702}) \times R_{708} \gg 1.$$

Для данной схемы это условие строго выполняется. В итоге схема описывается системой из трех уравнений:

$$\frac{V_{in} - V_B}{R} = sC(V_B - V') \quad (\text{для узла } V_B),$$

$$sC(V_B - V') = sC V' \frac{[V' - (V_B - V)]}{R} \quad (\text{для узла } V')$$

Реш

$$V(s) = \frac{V_{in}}{s[s^2 C^2 R (g_m R_e R_f + R_e + R_f) + sC\{R + 2(g_m R_e R_f + R_e + R_f)\} + (g_m R_e + 1)]} \quad (6.8)$$

Можно показать, что квадратное уравнение в знаменателе имеет сопряженные комплексные корни при любых параметрах схемы. Запишем корни уравнения в общем виде:

$$s_1 = re + j \times im$$

и

$$s_2 = re - j \times im.$$

Обратное преобразование дает нам следующее выражение:

$$V(t) = \frac{|V_{in}|(R_e + R_f)}{R_e R_f} \left[\frac{\alpha}{(re^2 + im^2)} (1 - e^{re \cdot t} \times \cos(im \times t)) + \frac{e^{re \cdot t} \times \sin(im \times t)}{im} \left(1 + \frac{\alpha \times re}{(re^2 + im^2)} \right) \right] \quad (6.9)$$

где $\alpha \equiv 1/C(R_e + 2R_f)$ соответствует нулевой частоте в формуле (6.8).

Если предположить, что произведение $g_m R_e R_f \gg R_e, R_f$ и R , то знаменатель формулы (6.8) приобретает вид

$$sg_m R_e [s^2 C^2 R R_f + 2s C R_f + 1].$$

Корни квадратного уравнения равны

$$s = \frac{-1 \pm j\sqrt{R/R_f - 1}}{RC},$$

поэтому

$$re = -1/RC \text{ и } im = \sqrt{R/R_f - 1}/RC.$$

Если эти выражения и выражение для a подставить в уравнение (6.9), то получим:

$$V(t) = \frac{V_{in}}{g_m R_e} \left[\left(1 - e^{-t/RC} \times \cos \frac{\sqrt{R/R_f - 1}}{RC} t \right) + \frac{1}{\sqrt{R/R_f - 1}} \times e^{-t/RC} \times \sin \frac{\sqrt{R/R_f - 1}}{RC} t \right].$$

Важно определить $V(t)$, потому что эта величина пропорциональна току коллектора Q202, который, в свою очередь, пропорционален току кадровых отклоняющих катушек при условии, что трансформатор T202 не входит в насыщение¹.

В зависимости от выбора R_f можно сделать, чтобы напряжение $V(t)$ нарастало либо линейно, либо с изгибом вверх, либо с изгибом вниз. Именно это и должен обеспечивать *регулятор линейности*. Если регулятор размера по вертикали находится в среднем положении, то оптимальной линейности соответствует значение R_p равное 2000 Ом. Однако даже если терморезистора R727 нет, R_f не может быть больше 1500 Ом. При уменьшении сопротивления R702A будет уменьшаться сопротивление R эквивалентного источника Тевенина, и R_p обеспечивающее наилучшую линейность. Кроме того, на линейность могут влиять многие другие факторы, действие которых в значительной мере компенсируется регулятором линейности по вертикали. К этим факторам относятся нелинейность диода D702 и пары Дарлингтона, которая, хотя и работает в режиме большого сигнала, все же достаточно линейна, поскольку в ее схеме имеется глубокая отрицательная обратная связь по току через R225.

Принцип работы схемы можно понять, предположив на время, что $R_f \rightarrow \infty$. Два конденсатора будут заряжаться через сопротивление R по закону обычной экспоненты. Тем временем ток $g_m V$, проходя через сопротивление R_e , создаст падение напряжения $g_m R_e V$. По правилу напряжений Кирхгофа $V_B = V + g_m R_e V$. Поэтому при увеличении V_B увеличивается также v и падение напряжения на R_e .

Если R_f станет снова конечным, но все же будет значительно превышать R_e , то напряжение на R изменится мало, но ток на нижний конденсатор будет поступать теперь не только через R , но и через R_p , что заставит его заряжаться быстрее, чем по закону обычной экспоненты. Напряжение на нижнем конденсаторе C будет стремиться к величине $g_m R_e V (\approx V_B)$. Таким образом, когда потенциал точки соединения конденсаторов повышается, но остается меньше V_{in} , то потенциал V_B

¹ При наличии выходного кадрового трансформатора форма напряжения на коллекторе выходного транзистора должна иметь квадратичную составляющую. – Прим. ред.

верхнего вывода верхнего конденсатора нарастает. В итоге напряжение V_B повышается не только за счет тока, протекающего через R , но и потому, что его «подталкивают» снизу. Это, в свою очередь, увеличивает напряжение v , которое поддерживает процесс генерации напряжения, изменяющегося по линейному закону.

6.3.9.3. Входная цепь синхронизации

Входная цепь синхронизации (рис. 6.31) включает в себя C710, R711, C706, R709 и C705. Она содержит разделительный конденсатор C710, за которым следуют две интегрирующие цепочки. Назначение этой схемы – предотвратить попадание строчных синхроимпульсов в генератор кадровой развертки. Импульсы, приходящие на эту схему из блока синхронизации, имеют амплитуду 24 В и отрицательную полярность. После прохождения через цепь низкочастотной фильтрации амплитуда кадровых импульсов на эмиттере транзистора Q701 составляет примерно треть этого напряжения. Но при наличии синхроимпульсов на входе транзистора Q701 обратный ход развертки инициируется не нарастающим напряжением на его базе, а синхроимпульсами на его эмиттере. Они создают прямое смещение перехода база-эмиттер и вызывают регенеративный процесс переключения, о котором речь шла выше. Следовательно, период свободных колебаний генератора кадровой развертки должен быть больше, чем период следования синхроимпульсов.

6.3.10. Схема строчной развертки

Импульсы, поступающие от селектора синхроимпульсов и пропущенные через фильтр нижних частот, непосредственно использовались для запуска генератора кадровой развертки. Поэтому логично предположить, что достаточно пропустить импульсы синхронизации через фильтр верхних частот и ими можно синхронизировать генератор строчной развертки. К сожалению, не все так просто.

Фильтр верхних частот пропускает не только необходимые строчные синхроимпульсы, но и помехи, принятые антенной и прошедшие через видеодетектор. Если генератор запускается синхронизирующим импульсом, то он может быть запущен и импульсом помехи, поступившим раньше синхроимпульса. Поэтому синхронизация строчной развертки должна осуществляться более сложным способом. В данном телевизоре схема строчной развертки включает в себя следующие каскады: фазовый детектор, схему АПЧ, генератор строчной развертки, предоконечный усилитель и выходной каскад строчной развертки. Альтернативные подходы к решению задачи будут рассмотрены в п. 6.3.11.

6.3.10.1. Фазовый детектор

Выходной сигнал селектора синхроимпульсов поступает не только на генератор кадровой развертки, но и на *фазовый детектор* блока строчной развертки. Назначение фазового детектора состоит в сравнении фаз строчного синхроимпульса и импульса обратного хода развертки и выработке управляющего напряжения для изменения частоты генератора строчной развертки. Схема фазового детектора приведена на рис. 6.36.

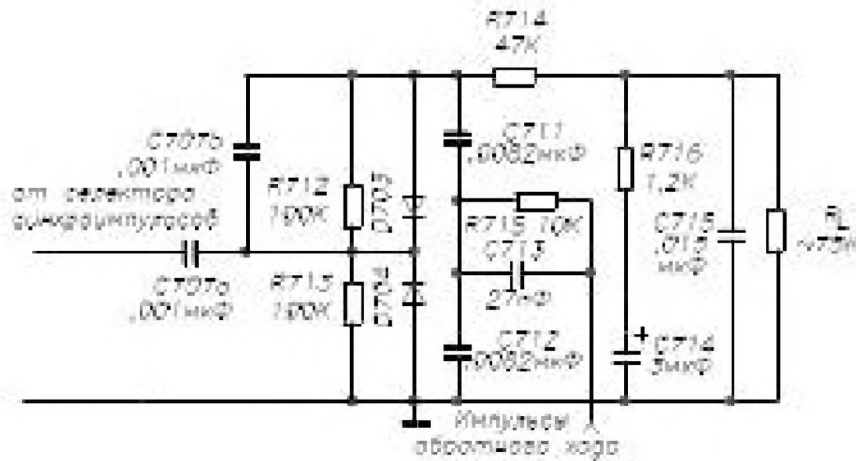


Рис. 6.36. Схема фазового детектора строчной развертки телевизора Zenith 19EB12

Схема достаточно сложна для анализа. Поэтому прежде чем выяснять принципы ее работы, следует сделать множество предположений и допущений.

Из рис. 6.36 видно, что резистор R714 и все цепи справа от него предназначены для фильтрации напряжения на конденсаторе C711 и, следовательно, не оказывают существенного влияния на работу схемы. Конденсатор C715 и сопротивление R_L имеют постоянную времени около 1 мс, а R716 и C714 – около 3,6 мс. Аналогичный случай был рассмотрен при обсуждении рис. 5.13б. Такая «двойная» постоянная времени выполняет стабилизирующую функцию¹. В терминологии систем управления это можно было бы определить как стабилизацию системы за счет опережающей обратной связи. Выходной сигнал схемы снимается с сопротивления R_L . После удаления фильтра остается еще десять элементов схемы, подлежащих анализу.

На схеме рис. 6.19 в точке соединения C711 и C712 показана осциллограмма напряжения, близкая к пилообразной. Поскольку в точку соединения конденсаторов через резистор R715 поступают импульсы обратного хода, то это означает, что R715 и C712 образуют интегрирующую цепь. Это подтверждается тем, что постоянная времени интегрирующей цепи ($R715 \times C712 = 82$ мкс) превышает период строчной развертки. На этом основании удалим из схемы элементы R715, C713 и заменим их источником пилообразного напряжения. Конденсатор, формирующий пилообразное напряжение (C712), остается в схеме, потому что он является также частью пути, по которому протекает ток входного импульса. Данное упрощение уменьшает количество элементов схемы еще на два. Остается восемь элементов.

Далее отметим, что комбинация C707a, R713 и D704 образует схему *фиксации уровня*. Обычно схемы фиксации проектируют таким образом, чтобы их сопротивление можно было считать бесконечно большим, поэтому при анализе влияние таких схемы рассматриваться не будет. Однако оно будет учтено в упражнении 6.7. Удаление этих резисторов уменьшает количество элементов до шести (четырех конденсаторов и двух диодов). Схема содержит также два источника

¹ Цепь с небольшой постоянной времени $C715 \times R_L$ определяет полосу захвата синхронизации по частоте, а с большой $R716 \times C714$ диапазон удержания синхронизации по фазе. – Прим. ред.

напряжения: V_B – синхроимпульсы, поступающие от селектора, и V_A – пилообразное напряжение, сформированное путем интегрирования импульсов обратного хода.

В данном случае тоже следует применить *метод суперпозиции*, то есть поочередно выключать каждый из источников и рассматривать роль другого¹. Можно возразить, что принцип суперпозиции применим только к линейным цепям, а схема с диодами не является линейной цепью. Это возражение справедливо, но его можно обойти, рассматривая диоды как идеальные ключи. Когда они смещены в прямом направлении, они считаются короткозамкнутой цепью, а при обратном смещении они воспринимаются как разрыв цепи. Если далее разбить цикл на интервалы времени, когда диоды открыты и закрыты, то схема станет кусочно-линейной. Кроме того, как уже отмечалось, диоды используются в качестве фиксаторов, а, как известно, идеальный фиксатор изменяет только постоянную составляющую и не меняет форму кривой.

Следуя этому плану, замкнем накоротко вход для синхроимпульсов и найдем отклик схемы на пилообразное напряжение, созданное цепью из R715 и C712. На этом этапе анализа предположим, что функции конденсатора C712 ограничиваются только созданием пилообразного напряжения. В этой половине анализа методом суперпозиции C711 будет считаться переключкой по переменному току, так как его реактивное сопротивление составляет менее 1/8 реактивного сопротивления C707a и C707b. Более точный анализ показывает, что замена этого конденсатора переключкой для пилообразного напряжения приводит в расчетах величины выходного сигнала к ошибке всего 6%. При замкнутом накоротко входе для синхроимпульсов конденсатор C707a оказывается включенным параллельно R713 и D704, и схема становится симметричной по отношению к положительным и отрицательным полупериодам пилообразного напряжения. Постоянная составляющая пилообразного напряжения, присущая методу генерации, удаляется конденсатором C711, который пропускает переменный ток без изменения².

Не следует полагать, что наличие в схеме конденсатора C711 исключает присутствие любой постоянной составляющей на аноде диода D703. В общем случае постоянная составляющая должна присутствовать, так как это выход фазового детектора, сигнал с которого поступает на фильтр, а затем на каскад АПЧ. Следует лишь заметить, что эта постоянная составляющая возникает вследствие процессов, происходящих в фазовом детекторе, а не за счет метода формирования пилообразного напряжения. На рис. 6.37 показана необходимая для анализа часть схемы. Обозначения элементов схемы изменены.

Предположим, что напряжение $V_A(t)$ только что достигло минимума, а диод D2 в предыдущий отрезок времени был открыт так, чтобы зарядить конденсатор C1, как показано на рисунке. В этот момент времени конденсатор C2 не заряжен, потому что, по предположению, диоды являются идеальными ключами. График

¹ Кусочно-линейные цепи удобней и проще анализировать методом припасовывания. – *Прим. ред.*

² Постоянной составляющей пилообразного напряжения здесь нет, так как напряжение на интегрирующую цепочку поступает с обмотки строчного трансформатора. – *Прим. ред.*

напряжения $V_A(t)$ изменяет знак при $t = 0$, поэтому допустим, что оба диода разомкнуты и определим выходное напряжение схемы для этого случая. Позднее необходимо проверить непроводимость диодов.

Поскольку предполагается, что диоды закрыты, токи через конденсаторы равны. В этом случае преобразование Лапласа (Laplace) может быть записано в следующем виде:

$$sC_1 V_1(s) - C_1 V_1(0) = sC_2 V_2(s) - C_2 V_2(0).$$

Известно, что $v_B(0) = 0$, поэтому выражение упрощается до

$$V_2(s) = V_1(s) - \frac{V_1(0)}{s},$$

где $C \equiv C_1 = C_2$.

В начальной точке отсчета времени $V_1(0) = -V_m$, что позволяет написать:

$$V_2(s) = V_1(s) + \frac{|V_m|}{s} \quad (6.10)$$

В уравнении два неизвестных. Следующим для решения системы будет уравнение для суммы напряжений по замкнутому контуру

$$V_A(s) = V_1(s) + V_2(s) \quad (6.11)$$

Известно, что $V_A(s)$ – это пилообразное напряжение, и его зависимость от времени на участке нарастания можно записать в виде

$$V_a(t) = -V_m + 2V_m \frac{t}{t_R},$$

где t_R – время прямого хода. Прямое преобразование для этой функции будет иметь вид

$$V_a(t) = -V_m + 2V_m \times \frac{t}{t_R}.$$

Подставляя это выражение в (6.11), получим

$$\frac{-|V_m|}{s} + \frac{2|V_m|}{t_R} \times \frac{1}{s^2} = V_1(s) + V_2(s).$$

Решая уравнение совместно с (6.10), получаем $V_1(s)$ и $V_2(s)$, откуда после обратного преобразования находим $V_1(t)$ и $V_2(t)$:

$$V_1(t) = V_m \left(\frac{t}{t_R} - 1 \right) \quad (t \leq t_R) \quad (6.12a)$$

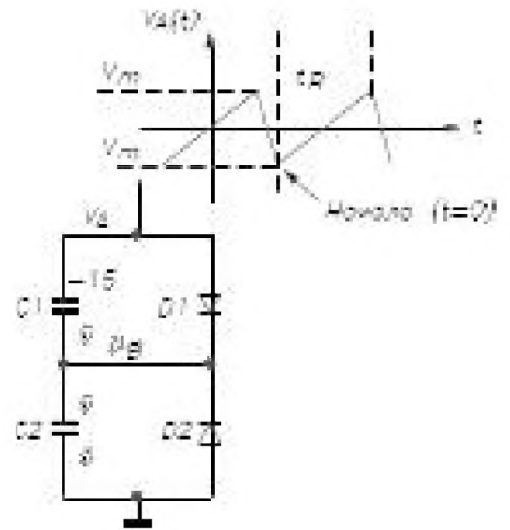


Рис. 6.37. Упрощенный фрагмент схемы с рис. 6.36, предназначенный для определения отклика на пилообразное напряжение, полученное интегрированием импульсов обратного хода развертки

$$V_2(t) = V_m \frac{t}{t_R} \quad (t \leq t_R) \quad (6.126)$$

Если исходить из этих уравнений, $V_1(t)$ возрастает по линейному закону от начального значения $-V_m$ и достигает 0. Подобным же образом $V_2(t)$ линейно возрастает от нулевого начального до своего конечного значения $+V_m$. На рис. 6.38 полученные зависимости $V_1(t)$ и $V_2(t)$ наглядно подтверждают, что диоды постоянно находятся в режиме отсечки, если рассматривается воздействие одного лишь пилообразного напряжения.

Упражнение 6.7. Повторите только что проделанные расчеты с учетом того, что резисторы 100 кОм в действительности не являются разомкнутыми цепями.

Выполнив расчеты, вы обнаружите в конце нарастания пилообразного напряжения смещение в прямом направлении диода D1. Задавшись значением $t_R = 51$ мкс, определите момент времени, при котором это случится.

Кратковременное открытие диода D1 позволяют фазовому детектору в рамках одного цикла реагировать на изменение соотношения фаз синхроимпульсов и импульсов обратного хода. В окончательном виде отклик нашей идеализированной схемы на воздействие пилообразного напряжения показан на рис. 6.38.

Для последующего анализа метода суперпозиции необходимо источник пилообразного напряжения приравнять 0 и рассмотреть воздействие синхронизирующих импульсов. Схема для этого анализа показана на рис. 6.39.

Здесь все конденсаторы включены последовательно, а резисторы отсутствуют, поэтому при воздействии импульсов конденсаторы будут мгновенно заряжаться, а по его окончании – мгновенно разряжаться.

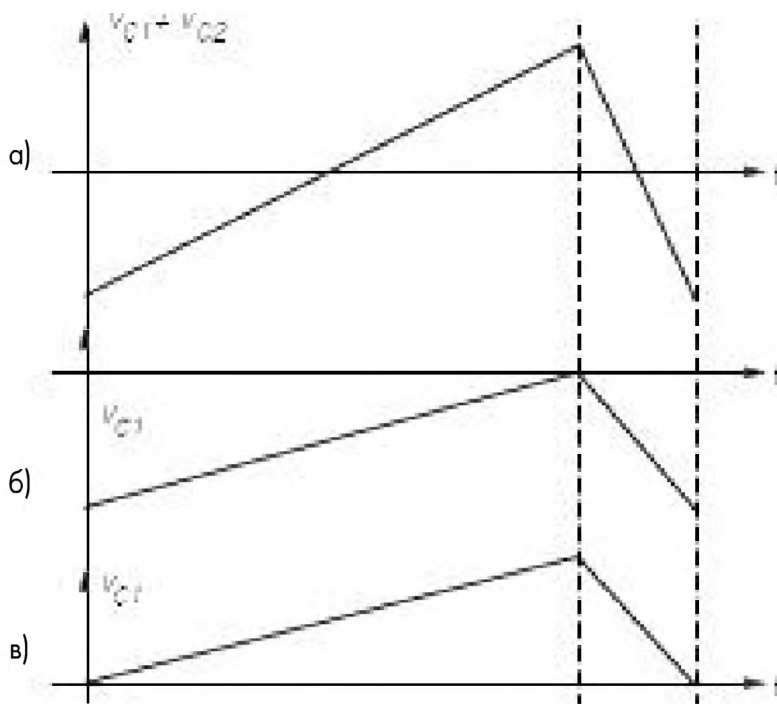


Рис. 6.38. Распределение пилообразного напряжения между конденсаторами C1 и C2: а – суммарное напряжение, по существу полученное интегрированием импульсов обратного хода; б – положительное напряжение на конденсаторе C1; в – отрицательное напряжение на конденсаторе C2

Упражнение 6.8. Приняв предположения, сделанные по отношению к схеме на рис. 6.39, покажите, что во время действия импульса с полярностью, показанной на схеме, $V_1 = 0,45V_p$, а с полярностью, противоположной указанной на схеме, $V_2 = 0,55V_p$ (разумеется, при нулевых начальных условиях).

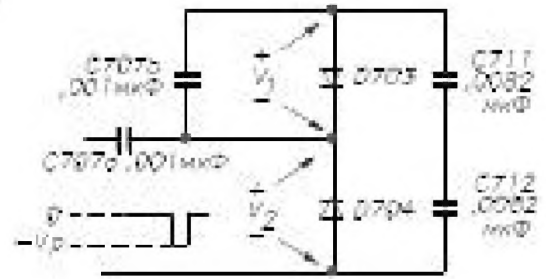


Рис. 6.39. Упрощенный фрагмент схемы с рис. 6.36, предназначенный для определения отклика на строчные синхроимпульсы

К сожалению, полярности напряжений V_1 и V_2 таковы, что они смещают соответствующие диоды в прямом направлении. Для того чтобы проверить, верно ли это при суммарном воздействии двух сигналов, следует просуммировать отдельные решения, полученные методом суперпозиции.

Итак, необходимо объединить отклики схемы на пилообразный сигнал и на синхроимпульсы в единый суммарный отклик. Есть надежда, что при правильно работающей синхронизации импульсы обратного хода и синхроимпульсы по времени будут почти совпадать. На рис. 6.40 показан результат суммирования двух составляющих V_1 и V_2 , но пока еще в предположении, что диоды не проводят.

При построении графика суммарного сигнала использовались сведения, полученные из технической документации, согласно которым пилообразное напряжение имеет размах 15 В, то есть амплитуду V_m , равную 7,5 В. Согласно тому же источнику, амплитуда строчного синхроимпульса равна 12 В. Таким образом, параметр V_p равен 12 В.

Однако, как видно из рисунка, нельзя больше игнорировать диоды, так как импульсы создают напряжение V_1 , большее 0, и напряжение V_2 , меньшее 0 (смещая

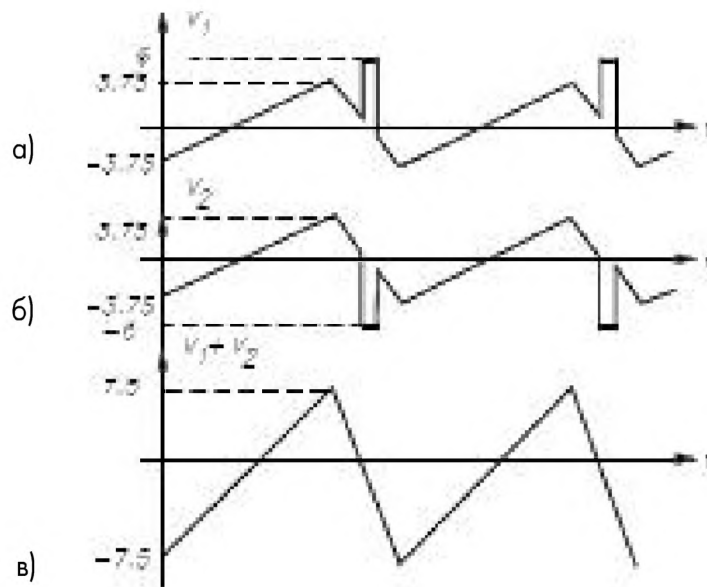


Рис. 6.40. Суммарный отклик фазового детектора, показанного на рис. 6.36, на пилообразное напряжение и строчные синхроимпульсы в предположении, что диоды закрыты: а – напряжение на конденсаторе C1; б – напряжение на конденсаторе C2; в – сумма этих двух напряжений

диоды в область приводимости). Напомним, что элементы, обозначенные на рис. 6.37 как C2 и D2, образуют фиксатор. Фактически они фиксируют отрицательный пик напряжения V_2 на уровне 0. Аналогично напряжение V_1 фиксируется на уровне 0 диодом D1. Это приводит к пересмотру рис. 6.40, в результате чего получается рис. 6.41.

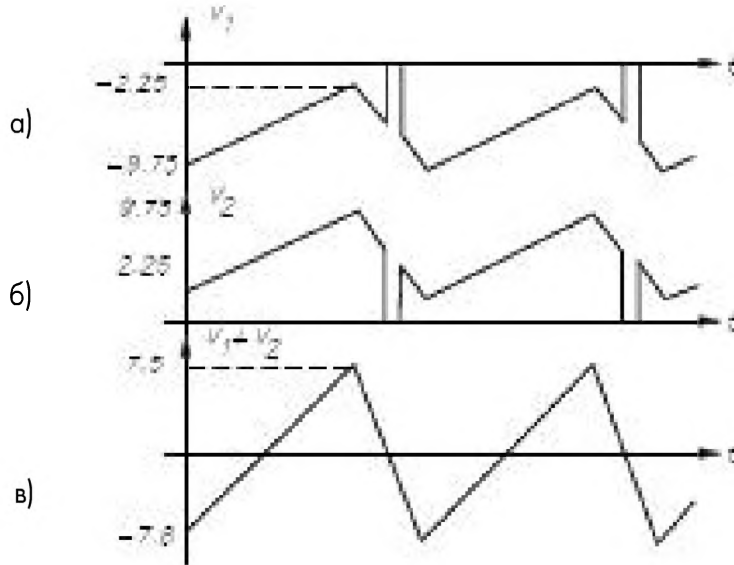


Рис. 6.41. Модификация диаграмм с рис. 6.40 с учетом фиксирующего действия диодов: а – напряжение на конденсаторе C1; б – напряжение на конденсаторе C2; в – сумма этих двух напряжений

Процесс фиксации не изменяет суммарный сигнал $V_1 + V_2$. Как показано далее, это произошло потому, что импульс совпал с серединой обратного хода строчной развертки. Если бы это было не так, то возникла бы совершенно другая ситуация, проиллюстрированная на рис. 6.42, где отображен только интервал времени, соответствующий обратному ходу.

Заметим, что на этих рисунках t_F – это время спада пилообразного напряжения, равное времени обратного хода, а t_p – время, отсчитываемое от начала спада до середины синхроимпульса. Рисунки показывают, что благодаря фиксирующему действию диодов суммарное напряжение $V_1 + V_2$ приобретает постоянную составляющую, равную

$$V_A(\text{DC}) = \frac{4V_m t_p}{t_F} - 2V_m = 2V_m \left(\frac{2t_p}{t_F} - 1 \right).$$

Поэтому если синхроимпульс находится в середине обратного хода ($t_p = t_F/2$), то постоянная составляющая отсутствует.

Упражнение 6.9. В приведенном анализе предполагается, что V_1 и V_2 будут фиксироваться на уровне синхроимпульса. При этих условиях постоянная составляющая не зависит от амплитуды синхроимпульса V_p . Если $|V_p| < 2V_m$, то для значений t_p , близких к 0 или к t_F , только одно из напряжений будет фиксироваться на синхроимпульсе, другое же – на кривой пилообразного напряжения. Получите выражение для постоянной составляющей V_A как функцию от t_p для этого случая.

6.3.10.2. Каскад автоподстройки частоты

Переменная составляющая напряжения V_{Δ} подавляется фильтром на элементах R714, R715, R716, C714 и C715, а оставшаяся постоянная поступает на каскад автоподстройки частоты на транзисторе Q703 (рис. 6.19е). Мы видим, что этот каскад не имеет источника питания коллектора, но не является усилителем, потому что здесь использовано нестандартное схемное решение. Сигнал задающего генератора строчной развертки поступает в точку соединения C716 и C718 и подается на транзистор Q703 и диод D705, соединенные параллельно. Полярность включения диода D705 такова, что он будет фиксировать на 0 отрицательные пики напряжения строчной развертки, позволяя в то же время положительным импульсам проходить на коллектор транзистора Q703. Это особый случай смещения, создаваемого сигналом. Резистор R718 обеспечивает базовое смещение, которое увеличивается или уменьшается за счет постоянного напряжения, поступающего от фазового детектора. Прежде чем приступить к анализу схемы, необходимо определить полное выходное сопротивление транзистора Q703, который является элементом схемы задающего генератора строчной развертки. Соответствующая схема приведена на рис. 6.43, где R_s – сопротивление источника.

Ниже приведены уравнения, необходимые для определения полного сопротивления Z , равного отношению V_i/I_i :

$$I_i = g_m V + I_{\mu},$$

$$g_m V + V/Z_{\pi} = V_e/R_e,$$

$$I_{\mu} = V/Z_{\pi} + (V + V_e)/R_s,$$

$$V_i = I_{\mu}/sC_{\mu} + V + V_e,$$

где Z_{π} – полное сопротивление цепи из r_{π} и C_{π} , соединенных параллельно.

Для облегчения вычисления Z введем четыре упрощающих предположения, справедливость которых легко доказать:

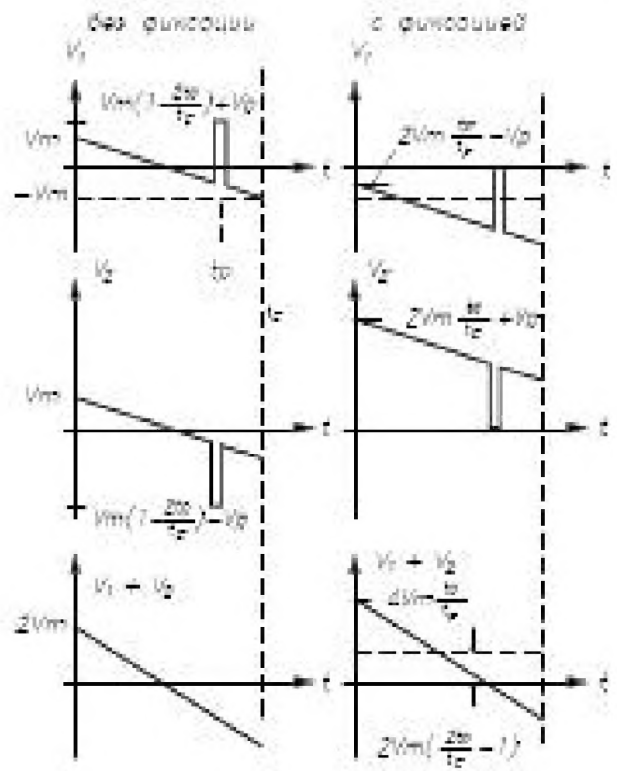


Рис. 6.42. Детальное изображение участка обратного хода с рис. 6.41. На рисунках с правой стороны показано влияние процесса фиксации уровня в момент прихода синхроимпульса. Если он приходит позднее средней точки обратного хода, то пилообразное напряжение, являющееся суммой напряжений на конденсаторах, приобретает положительную постоянную составляющую. В отсутствие фиксирующего действия диодов никакой постоянной составляющей в пилообразном напряжении не появляется независимо от момента прихода синхроимпульсов, как это показано слева

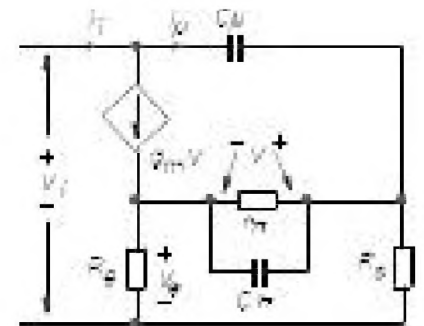


Рис. 6.43. Эквивалентная схема каскада АПЧ телевизора Zenith 19EB12

- $\beta \gg 1$;
- $R_e \ll R_s$;
- $g_m R_e \gg 1$;
- $\omega \ll \omega_b$, где ω_b – граничная частота в схеме с общим эмиттером.

После принятия указанных предположений результирующее выражение для полного выходного сопротивления Z схемы АПЧ приобретает следующий вид:

$$\begin{aligned} Z = \frac{V_i}{I_i} &= \frac{(1/\beta + R_e/R_s + j\omega\omega_m R_e)}{j\omega C_M} = R_e + \frac{(1/\beta + R_e/R_s)}{j\omega C_M} = \\ &= R_e + \frac{1}{j\omega \left[\frac{C_M}{1/\beta + R_e/R_s} \right]} = R_e + \frac{1}{j\omega \left[\frac{\beta C_M}{1 + \beta R_e/R_s} \right]}. \end{aligned}$$

Выражение в квадратных скобках представляет собой эффективную емкость схемы АПЧ.

Если задать типичные значения $C_\mu = 2$ пФ и $\beta = 100$, то эффективная емкость окажется равной 127 пФ, а реактивное сопротивление емкости на частоте строчной развертки – 80 кОм. Это намного превышает активную составляющую, поэтому последней можно пренебречь и рассматривать схему АПЧ по отношению к генератору как высокодобротный конденсатор емкостью

$$C_e \equiv \frac{\beta C_M}{1 + \beta R_e/R_s} \quad (6.13)$$

Прежде чем перейти к анализу генератора, заметим, что емкость C_e пропорциональна емкости C_μ , зависящей от напряжения коллектор-эмиттер транзистора Q703, которое, в свою очередь, зависит от напряжения сигнала ошибки, поступающего с фазового детектора. Можно показать, что

$$\frac{dC_e}{dV_p} = -\beta C_M \left(\frac{R_{718}}{3V_{CEQ} R_{717}} \right).$$

Подставляя значения $R_{718} = 1$ МОм, $R_{719} = 47$ кОм, $\beta = 100$ и $V_{CEQ} = 3,4$ В, взятые из схемы, в формулу (6.13), получим:

$$\frac{\Delta C_e}{C_e} = \frac{-\left(1 + \beta \frac{R_{719}}{R_{717}}\right) R_{718}}{3R_{717} V_{CEQ}} \Delta V_p = -3,28 \Delta V_p,$$

где V_p – управляющее напряжение этого реактивного каскада. Пределы его изменения должны составлять не менее $\pm 0,1$ В, чтобы обеспечить изменение емкости на $\pm 33\%$.

6.3.10.3. Генератор строчной развертки

Имея необходимую информацию, возможно заняться анализом *генератора строчной развертки*. Его схема приведена на рис. 6.44.

Наличие катушки с отводом указывает на то, что это LC генератор по схеме Хартли (Hartley). Однако поскольку ее использование в схеме эмиттерного повторителя является достаточно необычным, проведем анализ этой схемы.

Для упрощения анализа схема генератора перечерчена, при этом сделаны следующие изменения:

- базовый резистор подключен к общей шине, а не к положительному выводу источника питания. Это допустимо, потому что по переменному току источник питания замкнут на общий провод конденсатором C717;
- исключен резистор в цепи базы R723, равный 47 Ом. Вероятно, он используется в связи с тем, что эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой может иметь полное входное сопротивление с отрицательной вещественной частью. Это приведет к возбуждению колебаний, частота которых вовсе не определяется элементами цепи обратной связи. Мы предполагаем, что на расчетной частоте колебаний вещественная часть полного входного сопротивления транзистора Q704 значительно больше, чем сопротивление резистора R723;
- емкостью C_T обозначено последовательное соединение конденсатора C716 (1500 пФ) и эффективной емкости C_c каскада АПЧ;
- индуктивность L203 представлена в виде двух взаимосвязанных L1 и L2. Предполагается наличие полной связи по потоку между L1 и L2.

Цепь обратной связи выделена из схемы и изображена отдельно на рис. 6.45.

Усилитель, к которому подключается обратная связь, является эмиттерным повторителем, поэтому нам следует рассчитать передаточную функцию F по напряжению. Мы ожидаем, что она будет больше 1, так как должно выполняться условие $|AF| = 1$. Для этой схемы можно записать следующие уравнения:

$$V_{in}(s) = sL_1 I_1 - sM I_2 + V_A,$$

$$I_1 = V_A / R_{722} + (V_A - V_F) / R_{721} + sC_{210} (V_A - V_2),$$

$$(V_A - V_F) / R_{721} = V_F / R_{720} + sC_{718} (V_F - V_2),$$

$$V_{in}(s) = sL_2 I_2 - sM I_1 + V_2,$$

$$I_2 + sC_{210} (V_A - V_2) + sC_{718} (V_F - V_2) = sC_T V_2.$$

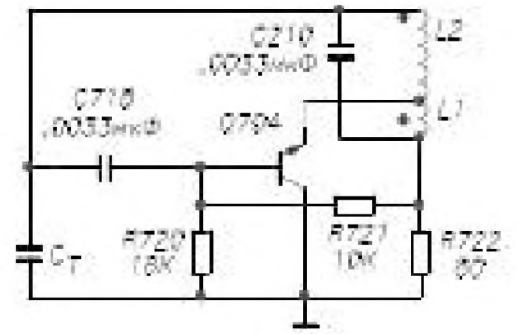


Рис. 6.44. Схема генератора строчной развертки телевизора Zenith 19EB12

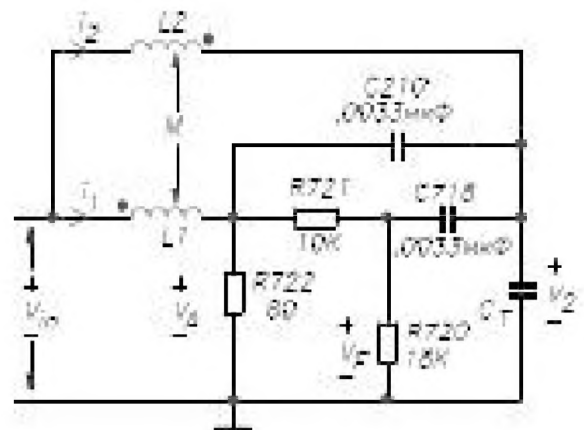


Рис. 6.45. Схема цепи обратной связи генератора строчной развертки, изображенного на рис. 6.44

Нас интересует передаточная функция V_F/V_{in} , где V_{in} — напряжение на входе цепи обратной связи, приходящее с выхода транзистора Q704, а V_F — напряжение, подаваемое на его базу. Введем следующие сокращенные обозначения:

$$R_{720} = R_B, C_{210} = C,$$

$$R_{721} = R_F, C_{718} = C_s,$$

$$R_{722} = R_s, L_e \equiv L_1 + 2\sqrt{L_1 L_2} + L_2 = L_1 + 2M + L_2.$$

При этом передаточную функцию по напряжению можно выразить в следующем виде:

$$\begin{aligned} -F = \frac{V_F}{V_{in}} = & s^3 L_e C C_s R_F + \\ & + s^2 \left[(L_2 + M)(C_T + C_s) + L_e C + (L_1 + M)C_s \left(1 + \frac{R_F}{R_s} \right) \right] + s C_s R_F + \\ & + 1 \left\{ s^3 R_F C_s (L_e C + L_2 C_T) + s^2 \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \times \right. \right. \\ & \times \{ L_e C + L_2 (C_s + C_T) \} + L_1 C_s \left(1 + \frac{R_F}{R_s} \right) + 2M C_s \left. \right] + \\ & + s \left[C_s R_F + L_1 \left\{ \frac{1}{R_B} \left(1 + \frac{R_F}{R_s} \right) + \frac{1}{R_s} \right\} \right] + \left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \left. \right\} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Если принять во внимание, что

$$R_F/R_s = R_{721}/R_{722} = 10 \text{ кОм} / 80 \text{ Ом} = 125,$$

можно отбросить единицу там, где она добавляется к этому отношению:

$$\begin{aligned} -F = \frac{V_F}{V_{in}} = & s^3 L_e C C_s R_F + \\ & + s^2 \left[(L_2 + M)(C_T + C_s) + L_e C + (L_1 + M)C_s \frac{R_F}{R_s} \right] + s C_s R_F + \\ & + 1 \left\{ s^3 R_F C_s (L_e C + L_2 C_T) + s^2 \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \{ L_e C + L_2 (C_s + C_T) \} + \right. \right. \\ & + C_s \left(2M + L_1 \frac{R_F}{R_s} \right) \left. \right] + s \left[C_s R_F + \frac{L_1}{R_s} \left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \right] + \left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \left. \right\}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Преобразуя выражение (6.15) в комплексную форму, получим

$$\begin{aligned} \frac{V_F}{V_{in}} = & \left\{ 1 - \omega^2 \left[(L_2 + M)(C_T + C_s) + L_e C + (L_1 + M)C_s \frac{R_F}{R_s} \right] \right\} + \\ & + jC_s R_F \omega (1 - \omega^2 L_e C) \left\{ \left[1 + \frac{R_F}{R_B} \right] - \right. \\ & - \omega^2 \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \{ L_e C + L_2 (C_s + C_T) \} + C_s \left(2M + L_1 \frac{R_F}{R_s} \right) \right] \right\} + \\ & + jC_s R_F \omega \left[1 + \frac{L_1 (1 + R_F/R_B)}{C_s R_s R_F} - \omega^2 (L_e C + L_2 C_T) \right] \end{aligned} \quad (6.16)$$

Эту формулу можно представить в виде:

$$\frac{V_F}{V_{in}} = \frac{a + jb}{c + jd} = \frac{(a + jb)(c - jd)}{c^2 + d^2} = \frac{(ac + bd) + j(bc - ad)}{c^2 + d^2}.$$

В этом случае условие, необходимое для генерации, можно записать следующим образом:

$$bc = da \quad (6.17)$$

Если применить условие (6.17) к уравнению (6.16), то получим квадратное уравнение относительно ω^2 . Положительные корни его соответствуют частотам, для которых передаточная функция вещественна. Эти корни легко определить, если известны численные значения индуктивностей. В данном случае найти точное аналитическое решение достаточно сложно. Однако можно получить приближенное решение, сделав некоторые разумные предположения. Пользуясь уравнением (6.17) и условием $C = C_s$, получаем условие возбуждения колебаний в виде:

$$\begin{aligned} & (1 - \omega_0^2 L_e C) \left\{ \left[1 + \frac{R_F}{R_B} \right] - \right. \\ & - \omega_0^2 \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_B} \right) \{ L_e C + L_2 (C + C_T) \} + C \left(2M + L_1 \frac{R_F}{R_s} \right) \right] \right\} = \\ & = \left[1 - \omega_0^2 (L_e C + L_2 C_T) + \frac{L_1 (1 + R_F/R_B)}{C R_s R_F} \right] \times \\ & \times \left\{ 1 - \omega_0^2 \left[(L_2 + M)(C_T + C) + L_e C + (L_1 + M)C \frac{R_F}{R_s} \right] \right\} \end{aligned} \quad (6.18)$$

Для схемы на рис. 6.45 $C \gg C_T$. Поэтому для начала предположим, что емкость C_T пренебрежимо мала. Она предназначена для управления частотой генератора.

Заметим также, что последние члены двух частей уравнения (6.18) включают в себя отношение R_F/R_s , которое, как уже отмечалось ранее, равно 125. И, наконец, исходя из предположения о полной индуктивной связи, можно записать:

$$M = nL_1,$$

$$L_2 = n^2 L_1,$$

и

$$L_e = (n+1)^2 L_1,$$

где n – отношение числа витков N_2/N_1 .

Используя все эти упрощения, получим новое квадратное уравнение для ω_0^2 :

$$\begin{aligned} & \left[1 - \omega_0^2 (n+1)^2 L_1 C \right] \left\{ 1,56 - \omega_0^2 \left[1,56 \left\{ (n+1)^2 + n^2 \right\} L_1 C + \right. \right. \\ & \left. \left. + (2n+125) L_1 C \right] \right\} = \left[1 - \omega_0^2 (n+1)^2 L_1 C + (1,56 L_1 / 2,64 \text{ мГн}) \right] \times \\ & \times \left\{ 1 - \omega_0^2 \left[L_1 C (n^2 + n) + (n+1)^2 L_1 C + 125(n+1) L_1 C \right] \right\} \end{aligned} \quad (6.19)$$

При записи уравнения использовались численные значения для всех элементов схемы, кроме C , L_1 и n . В обеих частях равенства внутри фигурных скобок содержатся квадратные скобки, которые существенно упрощаются, если $n \ll 62$. При этом для левой части выполняется соотношение

$$1,56 \{ 2n^2 + 2n + 1 \} + 125 \gg 2n.$$

Для правой части:

$$125(n+1) \gg n(n+1) + (n+1)^2,$$

$$125 \gg n + n + 1 = 2n + 1,$$

$$124 \gg 2n,$$

$$62 \gg n.$$

Введем обозначение $x \equiv \omega_0^2 L_1 C$. Тогда получим:

$$\begin{aligned} & 1,56 \left[1 - x(n+1)^2 \right] \left\{ 1 - x \left[\left(2n^2 + 2n + 1 \right) + 80,13 \right] \right\} = \\ & = \left[1 - x(n+1)^2 + 18,28x \right] \left\{ 1 - 125x(n+1) \right\}. \end{aligned}$$

Это уравнение содержит только две переменных – n и x . При заданном значении n получаем квадратное уравнение относительно x .

Упражнение 6.10.

Какой знак x будет соответствовать вещественному решению?

- Составьте таблицу для зависимости x от n при изменении n от 2 до 4 с шагом 0,25.
- Добавьте к таблице колонку для значений L_1 , соответствующих найденным значениям x . Какое значение частоты ω_0 вы будете использовать?

- Какое значение L_1 соответствует $n = 3$?
- Чему равны соответствующие значения M , L_2 и L_e ?

Будем считать, что найденные таким образом параметры катушки генератора $n = 3$ и $L_1 = 2,5$ мГн являются оптимальными.

Упражнение 6.11. Вернемся к уравнению (6.18), но теперь будем считать ω_o^2 неизвестной величиной, а все индуктивности – известными, основанными на результатах расчетов предыдущего упражнения. Тогда единственной неизвестной величиной в правой части уравнения будет C_T . Рассчитайте относительное изменение ω_o при заданном относительном изменении C_T .

При нахождении $A_{V_{\min}}$ возникает проблема: анализируя генератор, сначала находят ω_o , а затем подставляют найденное значение в вещественную часть F , чтобы выполнить условие $|AF| = 1$. Если использовать для этого только что полученное приближенное значение ω_o , то не стоит ожидать слишком хороших результатов от расчета $A_{V_{\min}}$. Это связано с тем, что генератор построен по схеме эмиттерного повторителя, для которого, как известно, $A_V < 1$. Более точная информация о требуемом коэффициенте усиления может быть только такой: на сколько меньше 1 может быть A_V , чтобы колебания еще были возможны. Это определяется эффектами второго порядка. Поскольку уравнение (6.19) является результатом расчетов в приближении первого порядка, члены второго порядка в нем уже отброшены. Это сделало бы расчет величины $1 - A_V$ на основе уравнения (6.19) весьма неточным.

В большинстве случаев нет необходимости определять точное значение коэффициента усиления $A_{V_{\min}}$. Достаточно лишь сказать, что он должен быть обеспечен эмиттерным повторителем. Однако в данном случае это возможно, потому что мощный метод из теории управления позволяет, не зная резонансной частоты, найти минимальный коэффициент усиления, необходимый для возникновения колебаний. Упомянутый метод основан на использовании критерия устойчивости Рауса-Гурвица для систем с обратной связью. Здесь он будет применен не только для нахождения $A_{V_{\min}}$, но и для иллюстрации использования этого метода в реальной схеме.

Сначала определим коэффициент усиления цепи обратной связи и приравняем его к 0. Получится уравнение, которое называют характеристическим:

$$1 + A_V F = 0,$$

где A_V – коэффициент усиления усилителя с разомкнутой петлей обратной связи.

В соответствии с определением F , принятым в этой книге,

$$F = -V_F / V_{in},$$

откуда

$$1 - A_V V_F / V_{in} = 0 \quad (6.20)$$

Далее для упрощения в уравнение (6.15) введем новые обозначения:

$$\frac{V_F}{V_{in}} = \frac{n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (6.21)$$

где

$$n_3 \equiv L_e C C_s R_F,$$

$$\begin{aligned}
n_2 &\equiv (L_2 + M)(C_T + C_s) + L_e C + (L_1 + M)C_s R_F / R_s, \\
n_1 &\equiv C_s R_F, \\
n_0 &= 1, \\
d_3 &\equiv C_s R_F (L_e C + L_2 C_T), \\
d_2 &\equiv (1 + R_F / R_B) \{ L_e C + L_2 (C_s + C_T) \} + C_s (2M + L_1 R_F / R_s), \\
d_1 &\equiv C_s R_F + (1 + R_F / R_B) L_1 / R_s
\end{aligned}$$

и

$$d_0 \equiv 1 + R_F / R_B.$$

Подставим (6.21) в (6.20):

$$1 - \frac{(A_v n_3 s^3 + A_v n_2 s^2 + A_v n_1 s + A_v n_0)}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} = 0,$$

умножив обе части уравнения на знаменатель дроби и упростив уравнение, получим:

$$(d_3 - A_v n_3) s^3 + (d_2 - A_v n_2) s^2 + (d_1 - A_v n_1) s + (d_0 - A_v n_0) = 0 \quad (6.22)$$

Для этого уравнения составим таблицу Рауса-Гурвица (Routh-Hurwitz) – см. табл. 6.3.

Таблица 6.3. Таблица Рауса-Гурвица для генератора строчной развертки

s^3	$d_3 - A_v n_3$	$d_1 - A_v n_1$	0
s^2	$d_2 - A_v n_2$	$d_0 - A_v n_0$	0
s^1	$\frac{(d_2 - A_v n_2)(d_1 - A_v n_1) - (d_3 - A_v n_3)(d_0 - A_v n_0)}{d_2 - A_v n_2}$	0	0
s^0	$d_0 - A_v n_0$	0	0

Для того чтобы система была неустойчивой, то есть в ней возникли колебания, в таблице Рауса-Гурвица должна быть строка, состоящая полностью из нулей. Если предположить, что все коэффициенты уравнения (6.22) ненулевые, то для создания условия генерации необходимо приравнять к нулю первый член строки s^1 . Если подставить значения d_i и n_i , то получим следующее уравнение:

$$\begin{aligned}
&\{ (1 + R_F / R_B) [L_e C + L_2 (C + C_T)] + C (2M + L_1 R_F / R_s) - \\
&- A_v [(L_2 + M) (C + C_T) + L_e C + (L_1 + M) C R_F / R_s] \} \times \\
&\times \{ C R_F (1 - A_v) + (1 + R_F / R_B) L_1 / R_s \} = \\
&= C R_F \{ L_e C (1 - A_v) + L_2 C_T \} \{ (1 - A_v) + R_F / R_B \}
\end{aligned} \quad (6.23)$$

Это уравнение с одним неизвестным A_v , определяет минимальный коэффициент усиления, при котором возможны колебания. Численное решение квадратного уравнения легко найти, если известны значения L_1 и L_2 . Подставим в него численные значения всех резисторов и конденсаторов, а также индуктивностей из упражнения 6.10. Емкость C_T не учитывается, поскольку она много меньше, чем C . Ее воздействие на частоту ω_0 является эффектом второго порядка, который на величину $A_{v_{\min}}$ не влияет.

В результате расчета получается $A_{V_{\min}} = 0,18$. Как и ожидалось, коэффициент усиления меньше 1, и эмиттерный повторитель может его обеспечить, причем даже с возможностью перевозбуждения.

6.3.10.4. Предоконечный усилитель строчной развертки

Выходной сигнал задающего генератора строчной развертки через делитель напряжения поступает на следующий каскад. Сопротивление резистора $R_s = R722$ невелико, поэтому *предоконечный усилитель* строчной развертки на транзисторе Q705 не нагружает задающий генератор. Схема предоконечного усилителя строчной развертки показана на рис. 6.46.

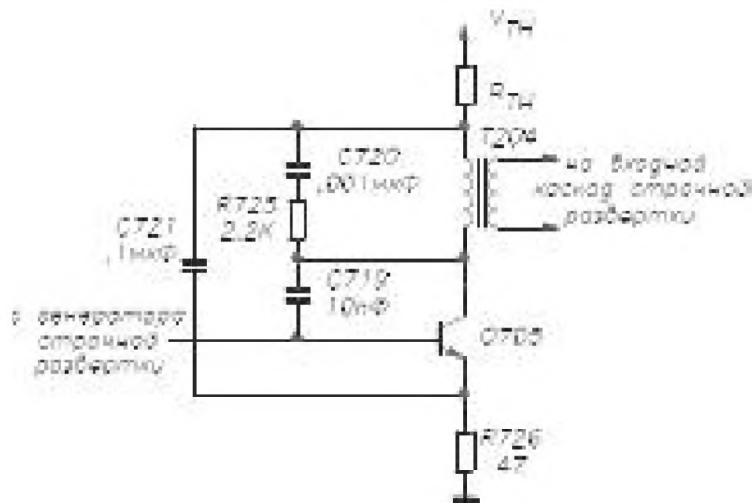


Рис. 6.46. Схема предоконечного усилителя строчной развертки телевизора Zenith 19EB12

Параметры эквивалентного источника напряжения Тевенина для напряжения питания (V_{TH} и R_{TH}) определяются резисторами R229, R230 и напряжением питания 135 В. Этот каскад работает в ключевом режиме, поскольку на базу не подается смещение. Осциллограмма напряжения на коллекторе, приведенная в технической документации производителя, имеет практически прямоугольную форму, что подтверждает это предположение. В отличие от обычного переключающего каскада данный каскад имеет две важные особенности:

- к первичной обмотке трансформатора T204 дополнительно подключены C720 и R725;
- между эмиттером и верхним выводом первичной обмотки трансформатора T204 включен конденсатор C721.

Эти элементы необходимы в связи с индуктивным характером нагрузки, подключенной к коллектору транзистора. Представим первичную обмотку трансформатора в виде последовательно соединенных активного сопротивления нагрузки R_L и индуктивности L . Сопротивление нагрузки, приведенное к коллектору транзистора, будет равно сопротивлению нагрузки вторичной обмотки, умноженному на квадрат отношения числа витков. Чтобы не слишком усложнять задачу, не учитываются другие параметры неидеального трансформатора. Точное значение R_L определить трудно, потому что вторичная обмотка подключена к нелинейной нагрузке.

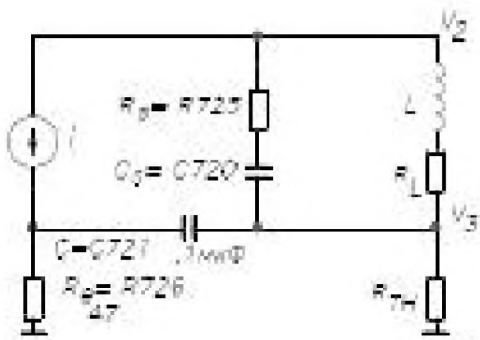


Рис. 6.47. Упрощенная эквивалентная схема каскада, показанного на рис. 6.46, для переменного тока

Однако разумно предположить, что R_L по крайней мере в 10 раз больше, чем R_E , поэтому напряжение на нагрузке будет во много раз больше, чем на резисторе в цепи эмиттера.

На рис. 6.47 приводится эквивалентная схема этого каскада с учетом принятых допущений.

Источник тока i представляет собой коллекторную цепь транзистора. Чтобы найти переходную характеристику по отношению к току i , а не к напряжению питания $V_{ТН}$, нижний вывод $R_{ТН}$ соединен с общей шиной. Если потребуется узнать полное напряжение в какой-либо точке, то нужно будет добавить постоянную составляющую, связанную с $V_{ТН}$.

Для анализа этой схемы можно написать четыре или пять уравнений с таким же количеством неизвестных и выполнить расчет. Но данная задача наилучшим образом подходит для того, чтобы продемонстрировать применение теоремы о дополнительном элементе (ТДЭ) [2].

Кому не приходилось думать, глядя на схему: «Как легко было бы ее проанализировать, если бы не этот элемент»? ТДЭ – это исключительно мощный метод анализа, позволяющий удалить мешающий элемент, замкнув его накоротко или разорвав цепь. После удаления элемента проводят анализ упрощенной схемы, выполняют еще два простых расчета и, объединив три результата, получают точное выражение для искомой передаточной функции. Попробуем применить этот метод для схемы, изображенной на рис. 6.47, чтобы определить комплексную передаточную функцию V_2/I .

В некоторых случаях следует хорошо подумать, прежде чем выбрать удаляемый элемент схемы. В данном случае никаких сомнений нет – удаляется конденсатор C .

Тогда

$$\frac{V_2}{I} = Z_M + R_{ТН},$$

где Z_m – полное сопротивление параллельно соединенных $R_S C_S$ и LR_L ветвей. Полученное уравнение является одним из трех, необходимых для решения задачи.

Далее представим, что смотрим на точки схемы, к которым был подключен конденсатор C , и хотим найти входное полное сопротивление схемы для них. В этом случае необходимо «отключить» входную переменную, которая определяется как величина, стоящая в знаменателе передаточной функции. Чтобы выключить источник тока, необходимо разорвать его цепь. Очевидно, что тогда единственной нагрузкой, подключенной к точкам подсоединения конденсатора, будет

$$R_D = R_E + R_{ТН}.$$

Сопротивление R_E равно 47 Ом, а $R_{ТН}$ – 1,1 кОм, поэтому можно заменить R_D на $R_{ТН}$, оставаясь в пределах достаточно хорошего приближения. Итак, получен второй из трех результатов, необходимых для получения решения.

Третий этап – расчет полного сопротивления нулевой двойной инжекции (Null-double-injection impedance), который, несмотря на внушительное название, часто оказывается самым легким. Хотя в нашем случае это не так, он все равно оказывается значительно проще, чем составление системы уравнений для схемы рис. 6.48 и их решение.

Чтобы выполнить этот расчет, необходимо сделать следующее:

1. Восстановить источник тока, выключенный при расчете R_D (или, в общем случае, Z_D).
2. Подсоединить другой источник к точкам подключения дополнительного элемента. Теперь в схеме имеются два источника (отсюда и слова «двойная инжекция»).
3. «Настроить» дополнительный источник таким образом, чтобы выходная переменная (числитель искомой передаточной функции) обратилась в 0 (отсюда «нулевая» в названии полного сопротивления).
4. Взять отношение напряжения дополнительного источника к току, протекающему через него, чтобы определить полное сопротивление нулевой двойной инжекции R_n (или Z_n в более общем случае).

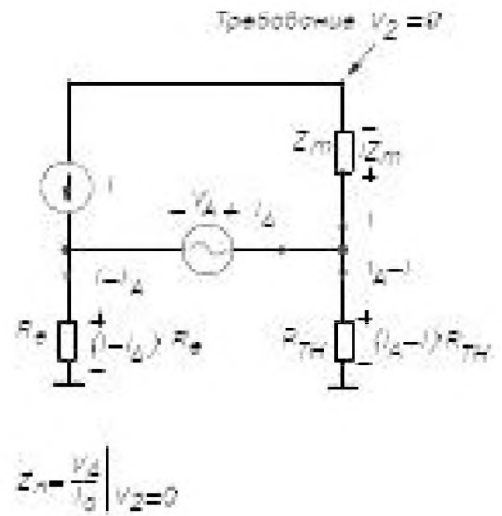


Рис. 6.48. Схема (рис. 6.47), модифицированная для определения полного сопротивления нулевой двойной инжекции

Для осуществления этого подхода обратимся к рис. 6.48, на котором показан дополнительный источник. Чтобы обеспечить $V_2 = 0$, падения напряжения на Z_M и на R_{TH} должны быть одинаковы по величине и противоположны по знаку. Поскольку ток через Z_M равен I , а ток через R_{TH} – $I_A - I$, то это требование эквивалентно следующему равенству:

$$IZ_M = (I_A - I)R_{TH}$$

или

$$I(Z_M + R_{TH}) = I_A R_{TH}.$$

Из нижнего контура напряжений аналогичным образом получаем

$$V_A = (I_A - I)(R_{TH} + R_E).$$

Исключая из уравнений I , получим отношение напряжения к току для дополнительного источника

$$Z_n = \frac{V_A}{I_A} = \frac{Z_M}{R_{TH} + Z_M} (R_{TH} + R_E) \cong \frac{Z_M R_{TH}}{R_{TH} + Z_M} = Z_M \parallel R_{TH}.$$

Это третий результат, теперь остается только соединить все части в единое целое. Соответствующее соотношение имеет следующий вид:

$$\left(\frac{V_2}{I} \right)' = \left(\frac{V_2}{I} \right) \times \frac{1 + Z_n / Z_x}{1 + Z_d / Z_x} (Z_M + R_{TH}) = \frac{1 + \frac{R_{TH} \parallel Z_M}{1/sC}}{1 + \frac{R_{TH}}{1/sC}} =$$

$$= (Z_M + R_{TH}) \frac{1 + sC(R_{TH} \parallel Z_M)}{1 + sCR_{TH}} \quad (6.24)$$

Здесь передаточная функция без штриха соответствует схеме с разомкнутым дополнительным элементом, со штрихом – полной схеме с восстановленным. Z_x – это полное сопротивление удаленного элемента, в данном случае – конденсатора C .

Перед завершающей стадией анализа необходимо сделать пояснения. Ранее отмечалось, что неудобный элемент может быть удален размыканием или замыканием его накоротко. Если он удален путем замыкания, то уравнение (6.24) должно быть несколько изменено: дроби с отношениями полных сопротивлений в числителе и знаменателе должны быть перевернуты. Отметим также, что удаляемый элемент должен быть представлен одним полным сопротивлением, даже если состоит из нескольких элементов, и не может быть источником. Однако если имеется элемент, соединенный последовательно с источником тока, и делается разрыв в цепи этого элемента, источник удаляется тоже. Аналогичная ситуация наблюдается и для элемента, соединенного параллельно с источником напряжения.

Дальнейшие алгебраические упрощения сокращают выражение (6.24) до вида

$$\left(\frac{V_2}{I} \right)' = Z_M + \frac{R_{TH}}{1 + sCR_{TH}}.$$

Необходимо найти переходную характеристику, которая бы хорошо аппроксимировала переключательные свойства транзистора. Поэтому зададим

$$V_2(s) = I(s) \left[Z_M + \frac{R_{TH}}{1 + sCR_{TH}} \right].$$

Переходную характеристику можно найти, подав на вход ступеньку тока. Поэтому зададим $I(s) = |I_0|/s$. Если подставить это в предыдущее уравнение, то получим

$$V_2(s) = \frac{|I_0|}{s} \left[Z_M + \frac{R_{TH}}{1 + sCR_{TH}} \right] \quad (6.25)$$

Раскрыв выражение для Z_M , получим

$$Z_M = \frac{s^2 LC_s R_s + s(L + C_s R_s R_L) + R_L}{s^2 LC_s + sC_s(R_L + R_s) + 1}. \quad (6.26)$$

Подставим выражение (6.26) в (6.25) для выполнения обратного преобразования Лапласа и получения отклика на ступеньку тока. В результате получим

$$V_2(s) = \frac{|I_0|}{s} \left[\frac{s^2 LC_s R_s + s(L + C_s R_s R_L) + R_L}{s^2 LC_s + sC_s(R_L + R_s) + 1} + \frac{R_{TH}}{1 + sCR_{TH}} \right]. \quad (6.27)$$

Может показаться странным, что в этом уравнении отсутствует R_E . Это является следствием того, что R_E появляется в уравнениях только в виде последовательного соединения с R_{TH} , которое, как уже отмечалось, сильно преобладает

в этой паре. Точка их соединения заземлена, но в ней отсутствует ток на общую шину или с общей шины.

Первый член в правой части уравнения (6.27) имеет второй порядок, поэтому вид переходного процесса будет зависеть от степени демпфирования. Цепочка $R_s C_s$ при выключении транзистора поглощает энергию, запасенную в индуктивности, обеспечивая демпфирование, вероятно, близкое к критическому значению¹.

Упражнение 6.12

Если R_s и C_s соответствуют критическому демпфированию, то чему равна индуктивность трансформатора?

Форма сигнала, приведенная в технической документации изготовителя, говорит о том, что демпфирование сигнала недостаточно. Означает ли это, что индуктивность L больше или меньше рассчитанного вами значения?

Расчет, выполненный в упражнении 6.12, очень важен. Если бы потребовалось заменить трансформатор, то следовало бы выбрать индуктивность около 2 мГн. С таким трансформатором каскад может работать вполне удовлетворительно. Если эту величину индуктивности L и другие численные значения подставить в уравнение (6.27), то в решении, зависящем от времени, появятся три члена. Первый – быстро затухающая синусоида, что согласуется с видом наблюдаемого отклика на сигнал в виде прямоугольного импульса. Второй член – постоянная составляющая, определяемая прохождением тока через R_L . Третий член, нарастающий по экспоненте, связан с зарядом конденсатора C через сопротивление R_{TH} . Это нарастание очень медленное по сравнению с длительностью переходного процесса и проявляется в небольшом увеличении напряжения на закрытом транзисторе, что отражено в технической документации.

Упражнение 6.13

Исходя из уравнения (6.27) найдите начальное значение dv_2/dt . Если эта величина постоянна, то какое потребуется время, чтобы v_2 изменилось от V_{TH} до 0?

Как это время соотносится с временем проводимости, равным примерно половине периода строчной развертки?

6.3.10.5. Выходной каскад строчной развертки

Входной сигнал, по форме близкий к прямоугольному, поступает от предыдущего каскада через трансформатор Т204 на базу транзистора Q203 *выходного каскада строчной развертки*. Элементы этого каскада, важные для понимания принципа работы, показаны на рис. 6.49.

На схеме обозначены:

- V – напряжение питания 135 В. Резистором R233 (100 Ом) пренебрегаем;
- L_y – индуктивность строчных отклоняющих катушек и включенной последовательно с ними катушки регулировки размера по горизонтали. Влияние

¹ Автор не указывает, энергию какой индуктивности поглощает цепочка $C_s R_s$. В действительности эта цепочка демпфирует энергию индуктивности рассеяния трансформатора, а энергию индуктивности трансформатора по вторичной обмотке демпфирует переход база-эмиттер транзистора Q203. – Прим. ред.

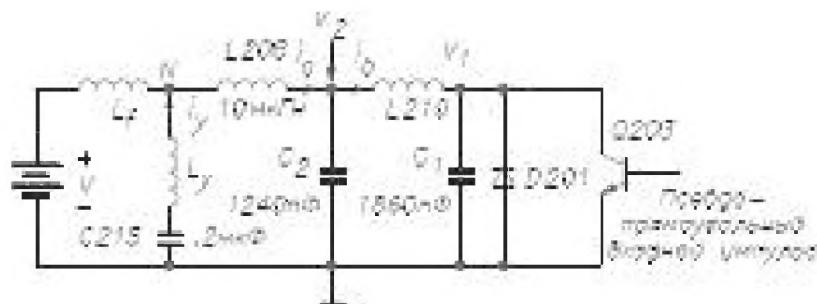


Рис. 6.49. Схема выходного каскада строчной развертки телевизора Zenith 19EB12

резистора R232, включенного параллельно с ней, игнорируется. Кроме того, конденсатор C215 емкостью 0,2 мкФ, включенный последовательно, будет рассматриваться как переключатель по переменному току. Он служит только для предотвращения замыкания напряжения V через индуктивности¹;

- L_f – индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора строчной развертки. C1 и C2 представляют собой несколько параллельно включенных конденсаторов. Так часто делают, когда производителю удается выгодно купить конденсаторы какого-либо конкретного номинала²;
- L210 – образуется пропусканием провода через обычное ферритовое кольцо. Точное значение индуктивности зависит от размеров и магнитной проницаемости кольца, но значение 0,1 мкГн недалеко от истины.

Можно было бы рассмотреть многие характеристики этой схемы, но мы ограничимся только двумя. Во-первых, определением формы тока i_y , когда транзистор находится в состоянии насыщения. Для линейного отклонения луча ток должен линейно изменяться во времени. Однако из схемы не очевидно, что это будет именно так.

Когда транзистор Q203 насыщен, то уравнение токов для узла N будет выглядеть так:

$$\frac{V - V_N}{sL_f} = \frac{V_N}{sL_y} + \frac{V_N - V_2}{sL_{208}} = I_y + I_A \quad (6.28a)$$

а для узла V_2

$$\frac{V_N - V_2}{sL_{208}} = sC_2 V_2 + \frac{V_2}{sL_{210}} \quad (6.28b)$$

Если решить эти уравнения относительно V_N , то получится

¹ Как отмечалось ранее, емкость C215 служит не только для развязки по постоянному току, но и для придания S-образной формы строчному отклоняющему току, что позволяет уменьшить геометрические искажения по горизонтали. – *Прим. ред.*

² Конденсаторы C1 и C2 работают в тяжелом режиме больших токов. Несколько включенных параллельно конденсаторов используется для уменьшения тока через каждый из них. Часто для подстройки длительности обратного хода один из конденсаторов имеет меньшую емкость и подбирается при регулировке. – *Прим. ред.*

$$s L_{208} \approx 2 \left(\frac{1}{L_y} + \frac{1}{L_{208}} \right) \left(\frac{1}{L_y} \parallel \frac{1}{L_{210}} + \frac{1}{L_{210}} \right) L_{210}$$

Тогда ток отклоняющей системы будет равен

$$I_y(s) = \frac{V_N(s)}{sL_y} \tag{6.30}$$

Далее получим выражение

$$I_y(s) = \frac{V(s)}{s \left(L_y + L_f + \frac{L_f L_y}{L_{208}} \right) + \frac{L_{208} L_{210}}{L_y + L_f + \frac{L_f L_y}{L_{208}}} + L_{210}}$$

которое мож

$$I_y(s) = \frac{V(s) L_{208}}{s [L_{TH} (L_y + L_f) + L_{208} L_{210}]},$$

где L_{TH} – индуктивность $L_{TH} = \frac{L_{208} L_{210}}{L_y + L_f}$

называемая индуктивностью Тевенина, так как представляет собой полное сопротивление источника Тевенина $V(s)$.

Запишем следующие неравенства для индуктивностей:

$$L_{210} \ll L_{208} \ll L_y, L_f,$$

поскольку величину L_y и L_f должны иметь порядок миллигенри. Таким образом, получим

$$I_y(s) \cong \frac{V(s) \left[s^2 L_{TH} C_2 + L_{208} \right]}{s [s^2 L_{TH} C_2 + L_{208}]}.$$

Сокращая одинаковые чл получаем

$$I_y(s) = \frac{V(s) L_{208}}{s L_{TH} (L_y + L_f)} = \frac{V(s)}{s L_y L_f}.$$

Если использовать соотношение $V(s) = |V|/s$, то получим

$$I_y(s) = \frac{|V|L_{208}}{L_y L_f} \times \frac{1}{s^2},$$

а после обратного преобразования Лапласа – требуемую линейно изменяющуюся величину

$$i_y(t) = \frac{|V|L_{208}}{L_y L_f} t.$$

Второй аспект работы этой схемы, который надлежит исследовать, – это форма напряжения V_1 . В документации для этой точки показаны короткие (~9 мкс) импульсы большой амплитуды (~960 В). Эти импульсы возникают, когда транзистор переходит в режим отсечки и происходит перераспределение энергии, запасенной в катушках и конденсаторах.

Для анализа желательно объединить V , L_F , L_y и L_{208} в эквивалентный источник напряжения Тевенина. В анализе опускается диод D201, а его влияние будет учтено позднее исходя из физических соображений, основанных на полученных результатах. Упрощенный вариант схемы рис. 6.49 показан на рис. 6.50.

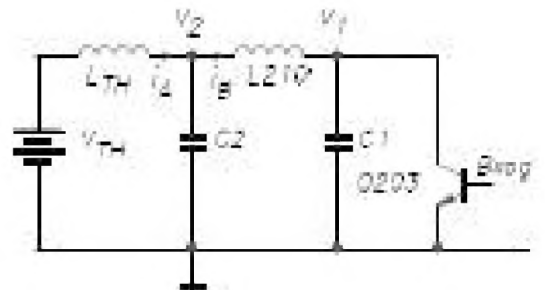


Рис. 6.50. Упрощенный вариант схемы рис. 6.49, предназначенный для анализа импульсного напряжения на коллекторе транзистора Q203

Поскольку исследуются процессы перераспределения энергии, то следует предположить, что транзистор представляет собой разомкнутую цепь. Так как эти процессы зависят от энергии, запасенной в реактивных элементах, в постановку задачи должны входить начальные значения напряжений на конденсаторах и токов в индуктивностях, то есть их значения непосредственно перед переключением транзистора из состояния насыщения в состояние отсечки. Запишем уравнения для случая $v_1 = 0$, соответствующего насыщенному состоянию транзистора. Тогда уравнения для преобразований можно записать в следующем виде:

$$V_{TH} = L_{TH} [sI_A - i_A(0)] + V_2,$$

$$I_A = C_2 [sV_2 - V_2(0)] + I_B,$$

$$V_2 = L_{210} [sI_B - i_B(0)] + V_1,$$

$$I_B = sC_1 V_1.$$

Решая эти уравнения относительно V_1 , получим

$$V_1(s) = \frac{V_{TH}(s) + sC_2 L_{TH} v_2(0) + L_{TH} i_A(0) + [1 + s^2 L_{TH} C_2] L_{210} i_B(0)}{s^4 L_{TH} L_{210} C_1 C_2 + s^2 (L_{TH} C_2 + L_{TH} C_1 + L_{210} C_1) + 1} \quad (6.31)$$

Теперь можно оценить вклад каждого из трех членов, определяемых начальными условиями, а также выполнить обратное преобразование. Начальные условия

определяются рабочими токами отклоняющей системы. Точный анализ этого уравнения – долгий и трудоемкий процесс. Поэтому отметим только, что преобладающим членом числителя является произведение $L_{\text{TH}} i_A(0)$. Кроме того, вклад этого члена в 12 раз больше, чем вклад, обусловленный V_{TH} , поэтому член с V_{TH} также отброшен. Запишем обратное преобразование в виде функции $i_A(0)$, а затем проведем его оценку.

Знаменатель выражения (6.31) является квадратичной функцией относительно s^2 . Поскольку $L_{210} \ll L_{\text{TH}}$, корни этой функции с хорошей точностью можно аппроксимировать в виде:

$$s^2 = -1/L_{\text{TH}} (C_1 + C_2) \equiv -1/C_p,$$

$$s^2 = -(C_1 + C_2)/L_{210} C_1 C_2 \equiv -1/L_{210} C_s,$$

где C_p и C_s – эквиваленты параллельного и последовательного соединения конденсаторов C_1 и C_2 .

Необходимо найти обратное преобразование для выражения

$$V(s) = \frac{i_A(0)}{s^2 + a^2 + b^2}.$$

Его обратное преобразование

$$\frac{1}{(s^2 + a^2)(s^2 + b^2)} \rightarrow \frac{1}{b^2 - a^2} \left(\frac{1}{s^2 + a^2} - \frac{1}{s^2 + b^2} \right),$$

поэтому

$$V_1(t) = \frac{i_A(0)}{L_{210} C_1 C_2} \left[\frac{\sin \frac{a}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} - \frac{\sin \frac{b}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} \right] \frac{1}{b^2 - a^2}.$$

Так как $C_s < C_p$ и $L_{210} \ll L_{\text{TH}}$, то некоторыми членами можно пренебречь. При использовании этих условий предыдущее уравнение преобразуется к виду

$$V_1(t) = \frac{i_A(0)}{L_{210} C_1 C_2} \left[\frac{\sin \frac{a}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} - \frac{\sin \frac{b}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} \right] \frac{1}{b^2 - a^2}.$$

Кроме того, $b^2 \gg a^2$, поэтому

$$V_1(t) = \frac{i_A(0)}{L_{210} C_1 C_2} \left[\frac{\sin \frac{a}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} - \frac{\sin \frac{b}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} t}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}} \right] \frac{1}{b^2} \quad (6.32)$$

Величина $\frac{1}{\sqrt{L_{210} C_1 C_2}}$ – сопротивление контура, по которому протекает ток $i_A(0)$. Если использовать значение $C_1 + C_2 = 3100$ пФ и задать для L_{TH} типичное значение 3 мГн, то это сопротивление получится равным примерно 1 кОм.

Вернемся к уравнениям (6.28а), (6.29) и (6.30), чтобы определить $i_A(t)$ при насыщенном состоянии транзистора.

Упражнение 6.14. Используя уравнения (6.28а), (6.29), (6.30) и условие $L_{210} \ll L_{208} \ll L_{TH}$, докажите, что $i_A(t)$ также является линейно изменяющейся функцией, которая выглядит так:

$$i_A(t) = \frac{|V|}{L_f} t.$$

Это выражение справедливо, когда транзистор находится в состоянии насыщения. Согласно диаграмме напряжения, приведенной в технической документации, оно продолжается приблизительно в течение 35 мкс. Если предположить, что $L_f = 5$ мГн, то

$$i_A(35 \text{ мкс}) \rightarrow i_A(0) = \frac{135}{0,005} \times 35 \times 10^{-6} \approx 1 \text{ А}.$$

Если это типичное значение подставить в формулу (6.32), то получим:

$$V_1(t) = 1000 \times \sin \frac{t}{\sqrt{L_{TH}(C_1 + C_2)}}.$$

Полученную амплитуду следует сравнить с упомянутым ранее фактическим значением 960 В. Очевидно, что она имеет не только одинаковый с ним порядок величины, но и удивительно близка к фактическому значению, особенно если учесть то, что значения L_f и L_y были определены исходя из общих рассуждений.

Продолжая анализ, время окончания первого положительного полупериода t_w определяется из условия:

$$p = \frac{t_w}{\sqrt{L_{TH}(C_1 + C_2)}}.$$

Используя еще раз значения $L_{TH} = 3$ мГн и $C_1 + C_2 = 3100$ пФ, получим: $t_w = 9,6$ мкс. И вновь этот результат хорошо согласуется с упоминавшимся ранее фактическим значением 9 мкс.

Когда напряжение на емкости изменяет полярность, отрицательный полупериод колебания замыкается диодом, включенным параллельно транзистору Q203. Благодаря этому напряжение V_1 остается нулевым. Следовательно, этот диод — демпферный.

Попробуйте в качестве упражнения самостоятельно определить поведение напряжения V_N , когда транзистор входит в режим отсечки. Исходя из физических соображений здесь должен появиться большой импульс, который повышается выходным трансформатором строчной развертки Т205 и выпрямляется диодом D202. Полученное высокое постоянное напряжение используется для питания кинескопа. Последний имеет проводящее покрытие на внешней и внутренней сторонах колбы. Внешнее покрытие заземлено, а к внутреннему подключено высокое напряжение. Таким образом, стекло является диэлектриком получившегося конденсатора

фильтра высокого напряжения. Этот конденсатор обеспечивает очень хорошую фильтрацию, так как частота пульсаций весьма велика, а ток нагрузки мал.

Проводники, подходящие к контактам панели кинескопа, разделены вблизи них воздушными промежутками в виде прорезей на печатной плате. Они выполняют роль искровых разрядников, защищающих электронику при возникновении перенапряжений между электродами кинескопа.

6.3.11. Варианты схемных решений

В черно-белых телевизорах подобного класса для выполнения тех же функций часто используют иные схемные решения.

Переключение диапазонов в тюнерах обычно осуществляется с помощью галетных или барабанных переключателей. В этом отношении тюнер телевизора Zenith 19EB12 уникален, так как в нем переключение гетеродина производится барабанным переключателем, а остальные переключения – галетными. С появлением электронной настройки оба варианта устарели (см. разделы 3.3 и 3.4).

Резонансные цепи в канале ПЧ и элементы межкаскадной связи могут быть совершенно иными, чем в рассмотренном тюнере, имеющем, кстати, весьма эффективный входной фильтр.

Особенностью видеодетектора рассмотренного телевизора является не только то, что нижний вывод вторичной обмотки трансформатора Т101 не заземлен (чтобы облегчить формирование сигнала АРУ), но и количество индуктивностей в фильтре.

В других телевизионных приемниках возможно применение и более простой схемы АРУ, чем ключевая. В цветных телевизорах почти всегда используется ключевая АРУ, но в черно-белых телевизорах на дискретных элементах она встречается только в лучших образцах. Более простые схемы АРУ по принципу работы аналогичны схемам АРУ радиоприемников, с которыми мы познакомились ранее.

Регулятор контрастности часто располагается в эмиттерной цепи видеоусилителя. Изменение контрастности может осуществляться двумя способами. Первый способ – установка в цепи эмиттера переменного резистора, который изменяет глубину отрицательной обратной связи и тем самым коэффициент усиления. Во втором способе в роли постоянного эмиттерного резистора используется потенциометр, с движка которого снимается выходной сигнал, как это сделано в рассмотренном телевизоре.

Регулятор яркости изменяет постоянное смещение катода кинескопа. В некоторых телевизорах он изменяет потенциал управляющего электрода (модулятора). Нередко встречаются схемы, в которых видеосигнал подается на модулятор, а катод имеет фиксированный потенциал. В таких случаях регулировка яркости также может осуществляться изменением потенциала модулятора или катода.

Как уже отмечалось, звуковой сигнал может быть выделен в различных точках телевизионного тракта. Если его выделяют до видеодетектора, то перед подачей на УПЧ звука он детектируется отдельным АМ детектором. В других случаях сигнал звука снимается с выхода видеодетектора или с другой точки схемы видеоусилителя (в данном случае – с выхода предварительного каскада).

Детектор звукового сигнала в большинстве телевизоров подобного класса представляет собой детектор отношений, или квадратурный детектор.

В генераторе кадровой развертки может использоваться несколько различных схем, наиболее известные из которых – блокинг-генератор и мультивибратор. Эти схемы имеют множество разновидностей. Как уже отмечалось, в данном приемнике используется несимметричный мультивибратор. Еще большее разнообразие существует в схемах строчной развертки телевизионных приемников на дискретных элементах, что связано с применением различных типов фазовых детекторов, схем АПЧ и собственно генераторов. Здесь также часто используются мультивибраторы и блокинг-генераторы.

Кроме рассмотренного фазового детектора существует большое количество других с использованием схем, формирующих противофазные синхроимпульсы. Пример такой схемы показан на рис. 6.51.

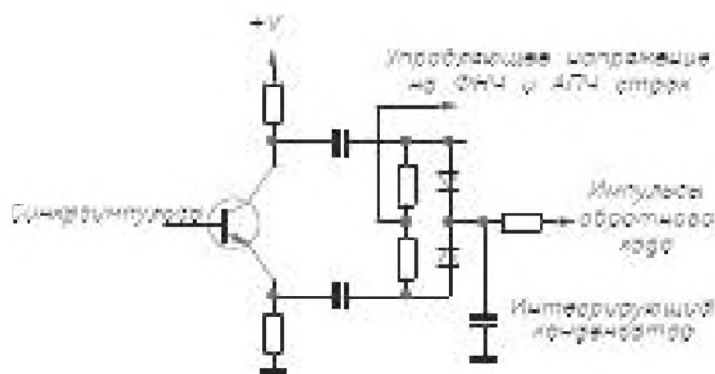


Рис. 6.51. Типичная схема с использованием формирователя противофазных синхроимпульсов на дискретных элементах

Наряду со схемами, в которых каскад АПЧ строк емкостный, существуют варианты с использованием индуктивностей.

Во многих телевизорах АПЧ строк нет, и постоянное напряжение с фазового детектора подается непосредственно на задающий генератор строчной развертки. Но когда в качестве генератора строчной развертки используется генератор Хартли (как в нашем случае), разумно использовать каскад АПЧ. При этом обеспечивается стабильность схемы и частота колебаний в первом приближении не зависит от параметров транзистора. Применительно к данной схеме в этом можно убедиться, вернувшись к уравнению (6.19).

К мультивибратору и блокинг-генератору добавим третью, широко используемую схему задающего генератора строчной развертки, – генератор синусоидальных колебаний. Преимущество первых в том, что с ними проще реализуется ключевой режим работы выходных каскадов, как в данном телевизоре.

6.4. Черно-белый телевизор в интегральном исполнении

В данном разделе расширятся представления о схемотехнике черно-белого телевизора от конструкции на дискретных элементах к современному варианту в интегральном исполнении.

Небольшой портативный телевизор Zenith 5NB4X с диагональю экрана размером 5 дюймов имеет большую степень интеграции. Он содержит три ИС и шесть транзисторов (рис. 6.52а) плюс транзисторы в тюнерах, не показанные на схеме.

Транзисторы используются в следующих схемах:

- Q601 – Q603 – выходной усилитель кадровой развертки;
- Q801 – выходной каскад видеоусилителя;
- Q501 – Q502 – выходной каскад строчной развертки.

Заметим, что все эти транзисторы используются в мощных выходных каскадах. Только в выходном каскаде звукового сопровождения применяется интегральная схема. Все остальные функции телевизора выполняют две другие ИС. Самая сложная из них – MC13001 (Monomax™ TV Subsystem) фирмы Motorola, имеющая на схеме номер IC301. Блок-схема этой БИС, показанная на рис. 6.53, демонстрирует высокий уровень интеграции.

С помощью переключателя S202 (рис. 6.52б) можно выбрать встроенную штыревую антенну или симметричный внешний диполь с волновым сопротивлением 300 Ом. При выборе последнего сигнал от антенны проходит через симметрирующий трансформатор T201. Напряжение питания подается на вывод 8 тюнера метрового диапазона. Выходной сигнал ПЧ вывода 10 этого тюнера проходит через двойной Т-образный фильтр, по схеме и функциям аналогичный фильтру телевизора Zenith, и далее поступает на трансформатор T301.

Выходной сигнал с трансформатора T301 подается на вход УПЧИ (рис. 6.53) микросхемы Monomax™. Эта ИС обеспечивает необходимое усиление и детектирование сигнала ПЧ. Видеодетектор ИС представляет собой двухполупериодный детектор огибающей с компенсацией нелинейности путем введения аналогичного нелинейного элемента в цепь обратной связи выходного усилителя детектора. Из схемы на рис. 6.53 следует, что видеодетектор, как и в телевизоре на дискретных элементах, формирует четыре выходных сигнала:

- выходной сигнал ПЧ звука поступает на микросхему IC 1001, в которой находятся УПЧЗ и квадратурный детектор, а оттуда через регулятор громкости R202 на микросхему IC 1002 усилителя канала звукового сопровождения, к которому подключен громкоговоритель. В качестве УПЧЗ и квадратурного детектора используется ИС Motorola MC1358, а в качестве УНЧ – ИС National LM386;
- выходной видеосигнал проходит через регулятор контрастности, который изменяет величину видеосигнала. При изменении постоянного напряжения на выводе 26 коэффициент усиления может изменяться в 14 раз. Этот диапазон контрастности лежит между опорными уровнями белого и черного. В эту часть микросхемы входит также *ограничитель тока луча*, автоматически уменьшающий контрастность, если ток луча слишком велик. Имеется схема фиксации, поддерживающая уровень черного независимо от установки регулятора контрастности, изменений температуры и напряжения источника питания. Именно эта схема обеспечивает эффективное ограничение тока луча, который на уровне черного практически равен 0. Поскольку этот уровень

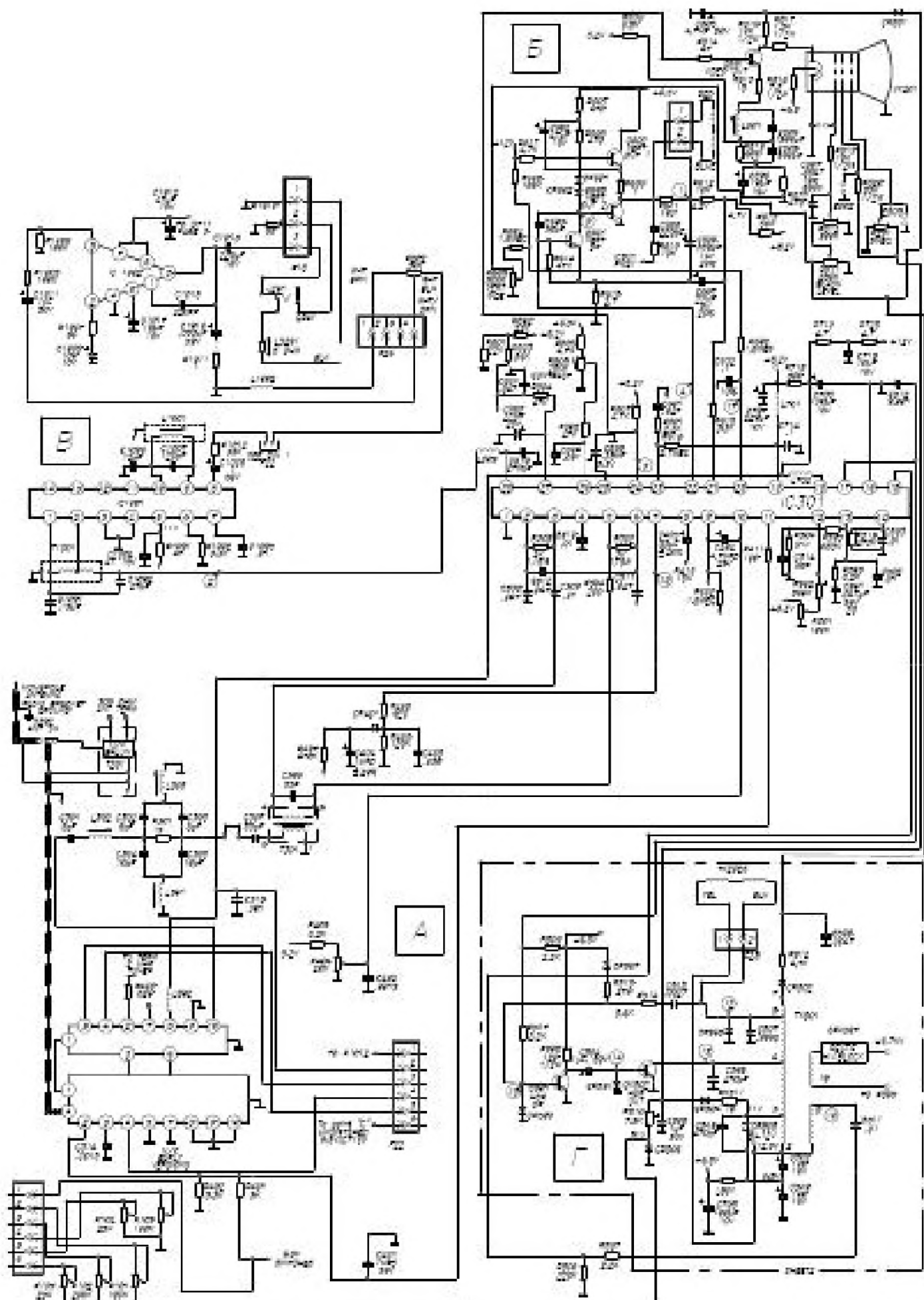


Рис. 6.52а. Общая схема телевизора Zenith 5NB4X

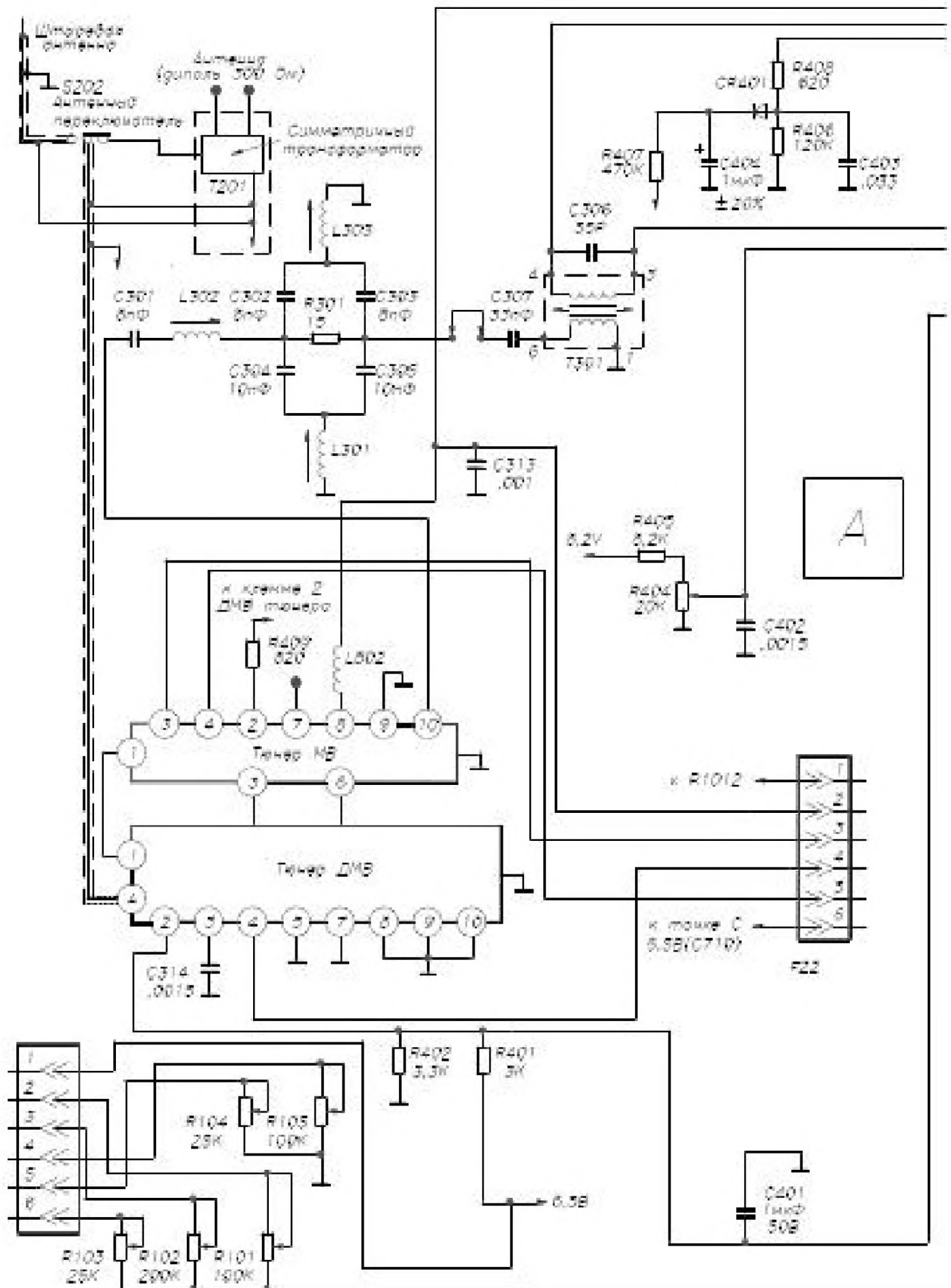


Рис. 6.526. Входные каскады

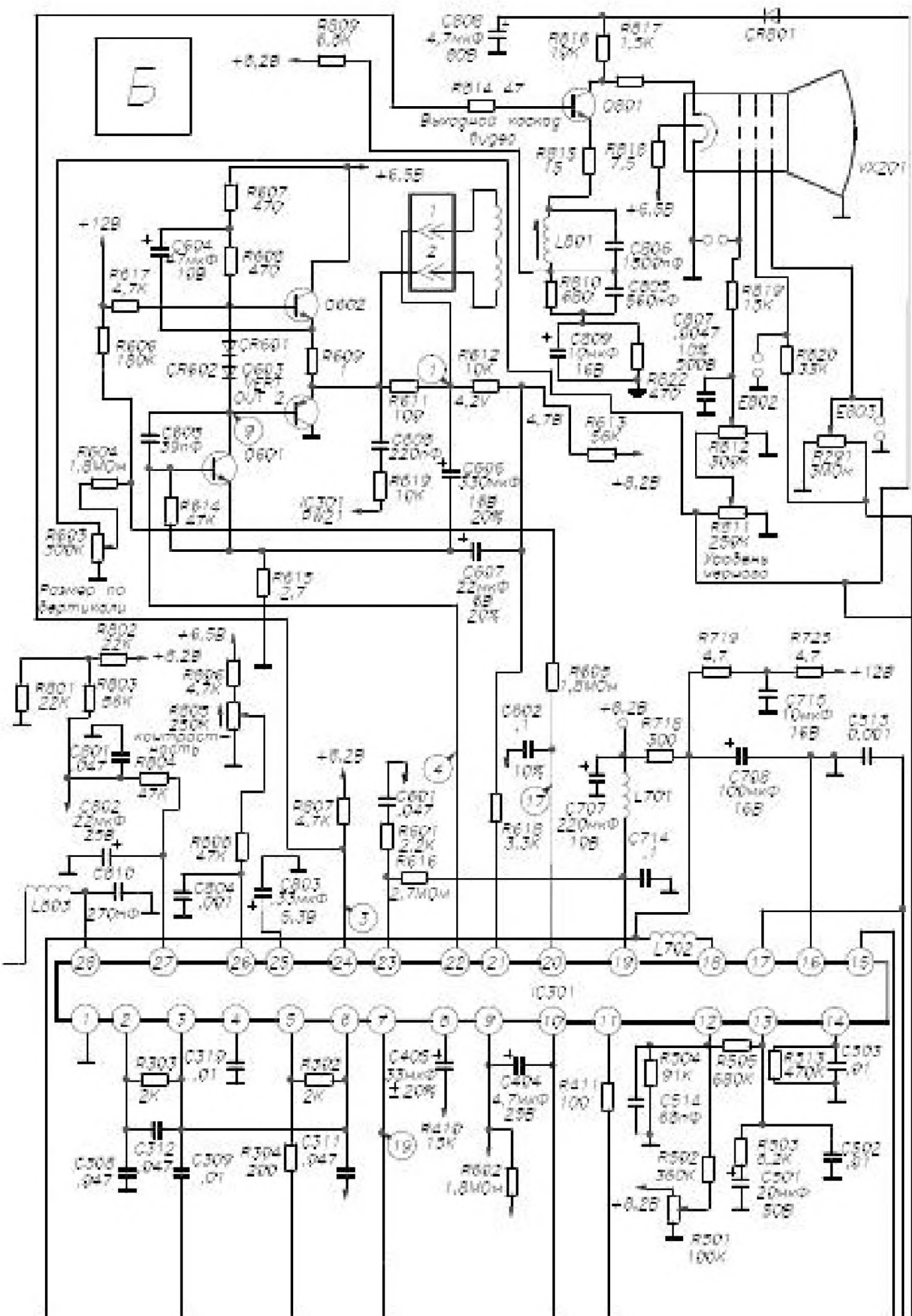


Рис. 6.52в. Микросхема Monomax™ и выходные каскады кадровой развертки и видеоусилителя

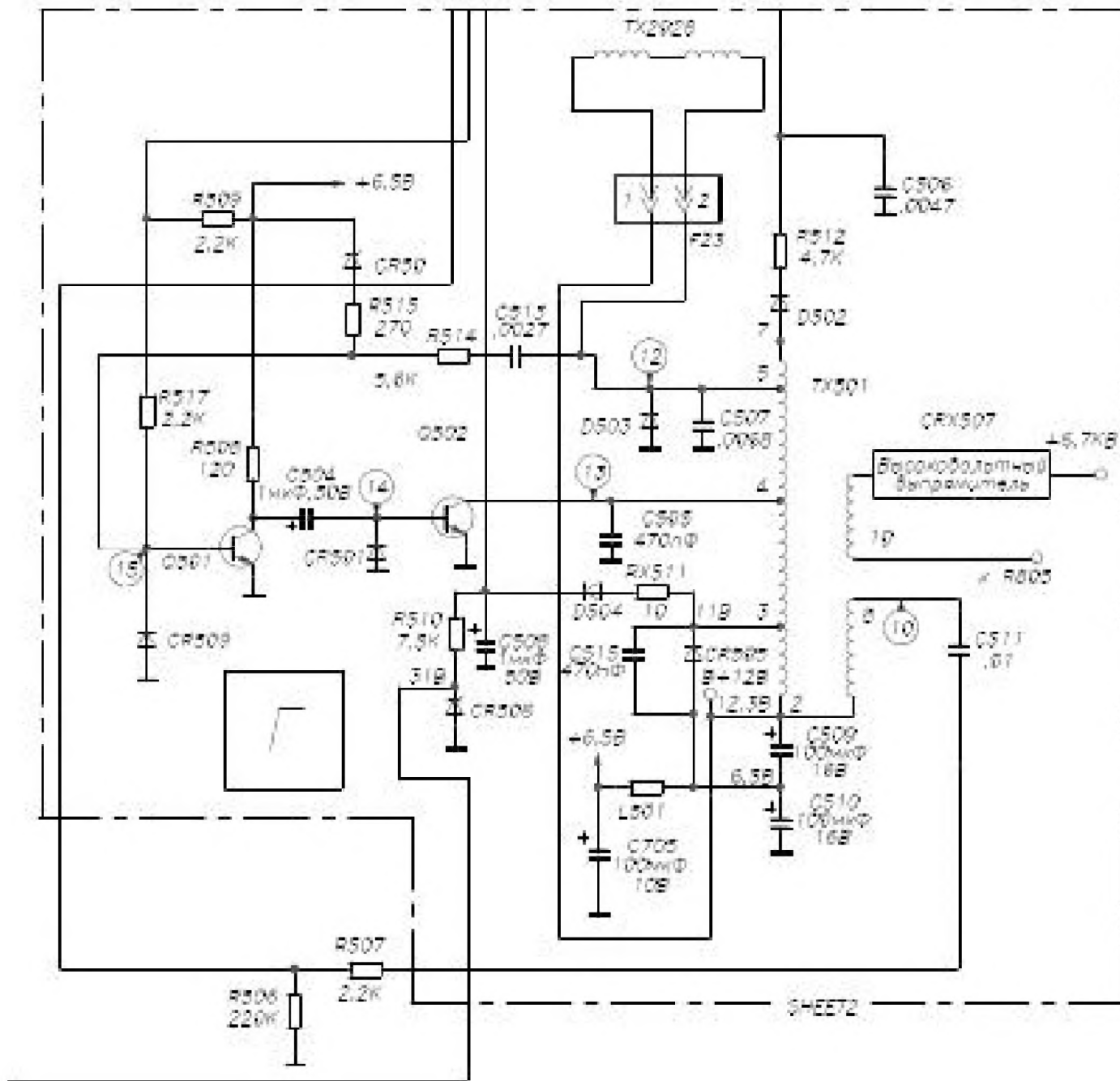


Рис. 6.52д. Блок строчной развертки

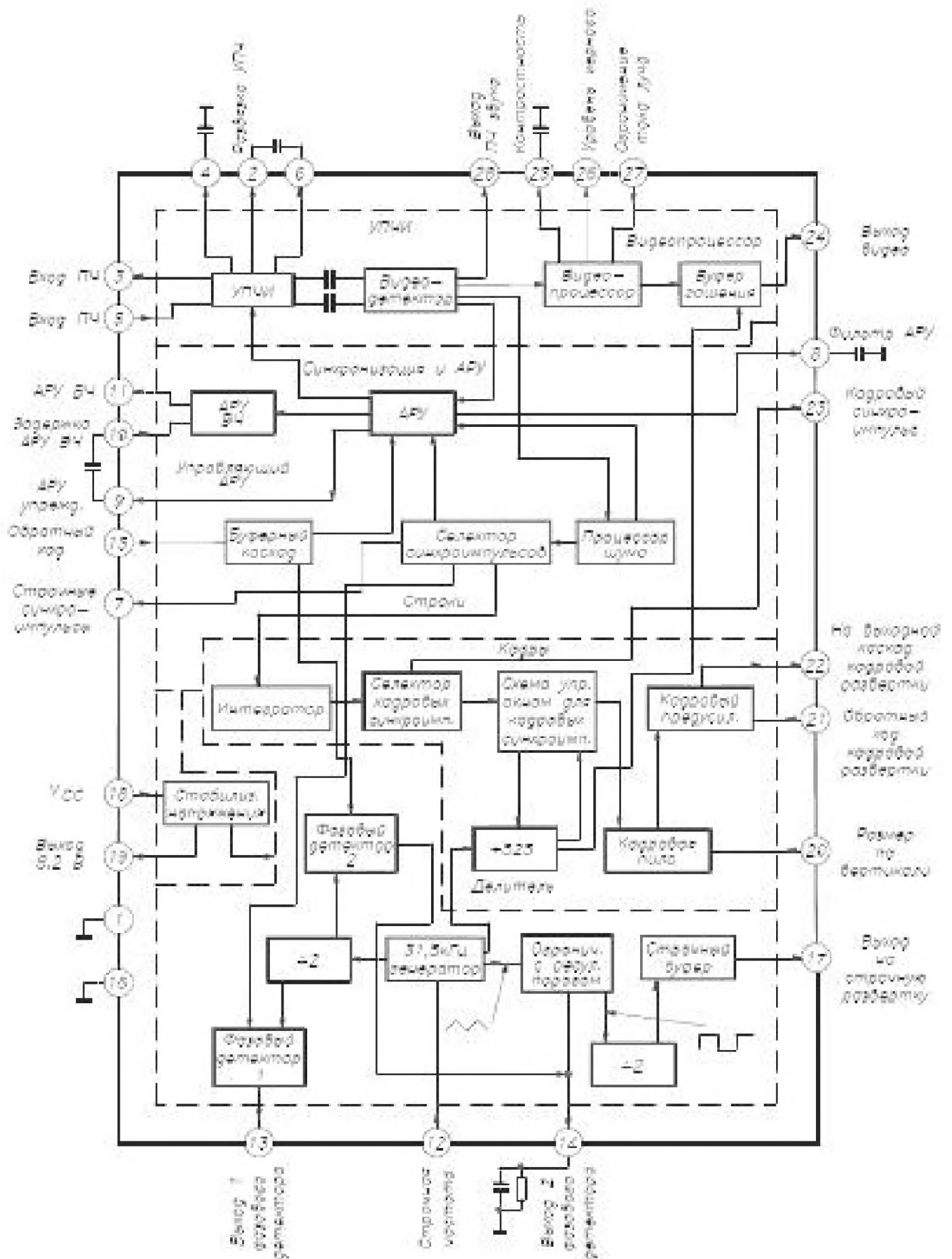


Рис. 6.53. Блок-схема ИС Monomax™, являющейся основным функциональным компонентом телевизора Zenith 5NB4X

фиксирован, то увеличение контраста приводит к увеличению яркости белых частей изображения и тока луча. Таким образом, ограничитель этого тока, снижая контраст, делает белые участки менее яркими. Все упомянутые узлы видеотракта входят в состав блока, обозначенного на рис. 6.53 как «Видеопроцессор». Следующий блок «Буфер гашения» добавляет к видеосигналу гасящие импульсы. Сигнал этого каскада снимается с вывода 24 ИС Мономах™ и подается на выходной каскад видеоусилителя;

- блок АРУ здесь, как и в телевизоре на дискретных элементах, относится к классу ключевых. Управляющие импульсы поступают на вывод 15 ИС, проходят через буферный каскад, а затем подаются на схему АРУ и второй фазовый детектор строчной развертки. Блок АРУ имеет выходы для отдельного управления усилителями ВЧ и ПЧ. Сигнал АРУ для ВЧ каскадов снимается с вывода 11 ИС и подается на вывод 2 тюнеров метрового и дециметрового диапазонов. Регулируемый делитель напряжения, подключенный к выводу 10 ИС, устанавливает порог срабатывания задержки АРУ. ИС формирует также сигнал *опережающей АРУ* на выводе 9, который через конденсатор С404 связан по переменному току с выводом регулировки порога АРУ. Такое схемное решение обеспечивает расширение диапазона действия АРУ в сторону сильных сигналов, не изменяя постоянной времени и сохраняя стабильность основной системы АРУ. Поскольку УПЧИ находится внутри ИС, то и подключение к нему сигнала АРУ выполнено там же;
- протектированный видеосигнал после прохождения через блок «Процессор шума» подается на блок синхронизации. Сигнал на выходе видеодетектора инвертирован, следовательно, импульсы синхронизации имеют отрицательную полярность. Когда схема обнаруживает отрицательные выбросы, уровень которых ниже синхроимпульсов на 1,4 В, они считаются шумом, и вырабатывается сигнал, который блокирует АРУ схем синхронизации, что исключает неустойчивость изображения, вызванную шумовыми помехами.

Элементы, подсоединенные к выводу 7 ИС Мономах™, определяют уровень ограничения и постоянную времени. Для надежного выделения строчных синхроимпульсов требуется относительно малая постоянная времени, которая обеспечивается элементами R406 и С403. Однако она слишком мала для четкой селекции кадровых синхроимпульсов. В те моменты времени, когда диод CR401 открыт, он подключает к выводу 7 цепочку R407 – С404 с большей постоянной времени. Строчные синхроимпульсы короткие и не увеличивают потенциал конденсатора С403 настолько, чтобы вызвать существенную проводимость диода. Кадровые синхроимпульсы намного длиннее, что приводит к проводимости диода CR401 и подключению цепи большей постоянной времени, что позволяет надежно выделить кадровые синхроимпульсы. Выделенные строчные и кадровые синхроимпульсы подаются на соответствующие блоки разверток.

Схема задающего генератора строчной развертки в ИС Мономах™ – это две взаимно синхронизированные схемы АПЧ, одна из которых следит за частотой синхроимпульсов, а другая за фазой между сигналом предоконечного усилителя строчной развертки и импульсами обратного хода, то есть является фазовым

детектором. В качестве опорного используется генератор, управляемый напряжением (ГУН), выходной сигнал которого имеет частоту 31,5 кГц и треугольную форму. Этот сигнал преобразуется в прямоугольный, и его частота делится на два. Полученный сигнал 15,75 кГц сравнивается с синхроимпульсами в фазовом детекторе. Выходной сигнал фазового детектора подается на конденсаторы С502 и С501, соединенный последовательно с R503. Эта комбинация образует фильтр цепи обратной связи. Дальнейшая фильтрация обеспечивается с помощью R505, R504 и С514, которые подключены к выводу 12 ИС Мономах™, являющемуся входом для управляющего частотой ГУН напряжения.

Упражнение 6.15. Какое влияние на телевизионное изображение оказывает регулировка резистора R501?

Благодаря АПЧ вдвое уменьшенная частота прямоугольных импульсов, поступающих от ГУН, будет в точности равна частоте строчных синхроимпульсов. Выходной сигнал ГУН предварительно проходит ограничитель с регулируемым порогом ограничения. При изменении порога фаза выходного напряжения ограничителя будет изменяться. Сигнал, полученный от ограничителя (рис. 6.54), в общем случае несимметричный. После прохождения через делитель частоты на 2 (триггер) его симметричность восстанавливается. Все это показано на рис. 6.54, изучать который следует от средней (треугольной) диаграммы вверх и вниз.

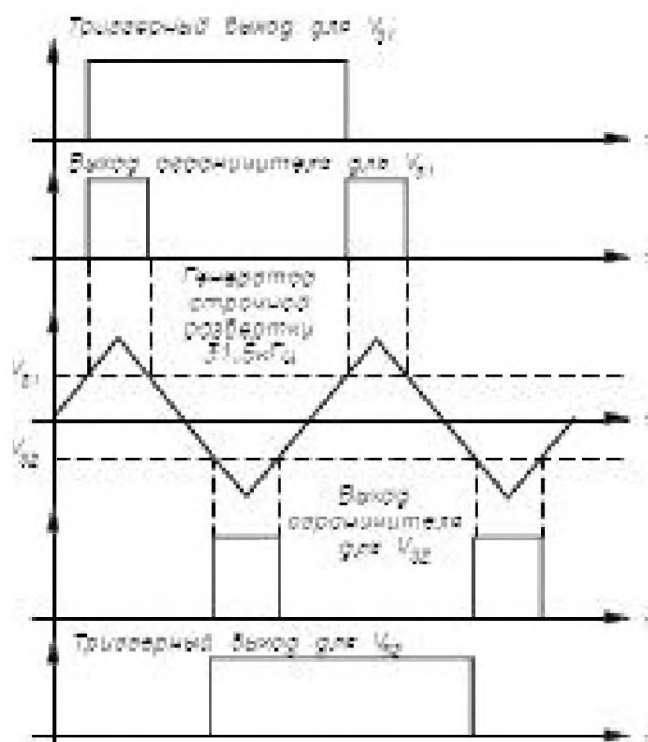


Рис. 6.54. Диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу схемы фазовой синхронизации в строчной развертке телевизора Zenith 5NB4X и показывающие изменение фазы выходного сигнала триггера (правый блок «÷2» на схеме рис. 6.53), обусловленное изменением уровня ограничения. Напряжения V_{s1} и V_{s2} – это различные уровни ограничения. В качестве напряжения ограничения используется выходное напряжение второго фазового детектора, сравнивающего фазу импульсов обратного хода с фазой выходного сигнала генератора строчной развертки после его прохода через другой триггер (левый блок «÷2» на рис. 6.53)

При построении диаграмм напряжений на рис. 6.54 предполагалось, что триггер запускается положительным перепадом. Верхняя и нижняя диаграмма – это возможные выходные сигналы триггера, следующие с частотой синхроимпульсов, но с разными фазами относительно импульсов обратного хода развертки. Отличие фаз обусловлено разными уровнями ограничения.

Выходной сигнал генератора 31,5 кГц после деления частоты подается на фазовый детектор 2 вместе с импульсами обратного хода. Выходной сигнал этого фазового детектора фильтруется элементами R513 – C503, подключенными к выводу 14 ИС Monomax™, который является управляющим входом регулируемого ограничителя. Таким образом замыкается контур второй схемы ФАПЧ. Уровень напряжения ограничения изменяется таким образом, чтобы разность фаз импульсов обратного хода строчной развертки и синхроимпульсов была равна 0.

Как отмечалось, использование микросхем не только упрощает конструкцию, но и улучшает характеристики и повышает надежность. Два свойства генератора строчной развертки иллюстрируют это. Первое – использование встроенного в ИС конденсатора на базе нитрида кремния с очень малым температурным коэффициентом емкости, который обеспечивает температурную нестабильность частоты генератора менее 1 Гц/°С. Генератор синхронизирован по частоте с помощью схемы ФАПЧ, диапазон захвата которой в худшем случае примерно в 20 раз превышает собственный температурный дрейф частоты. На практике это означает, что отпадает необходимость в *регуляторе частоты строк*, который доступен для пользователя. Единственный регулятор – это потенциометр R501, используемый для установки номинальной частоты генератора строчной развертки на заводе.

Второе свойство – это независимость частоты от стабильности напряжения питания микросхемы. Достигается это благодаря встроенному в ИС стабилизатору вторичного напряжения + 8,2 В, питающего времязадающую цепь, подключенную к выводу 12 ИС, и задающего пороги релаксации ГУН. На этот вывод поступает еще одна составляющая тока (сигнал ошибки), которая приходит через фильтр и резистор R505 с выхода первого фазового детектора, позволяя ему корректировать частоту ГУН.

Выходной сигнал генератора строчной развертки сначала подается на двухкаскадный ключевой усилитель мощности, а затем на выходной трансформатор строчной развертки и на строчные отклоняющие катушки. Резистор R509 (рис. 6.52д) является нагрузкой выходного сигнала строчной развертки ИС Monomax™. Выходной сигнал через резистор R517 поступает вместе с постоянной составляющей на транзистор Q501 предоконечного каскада. Для выключения Q501 во время обратного хода в его базовую цепь через конденсатор C513 подается напряжение с отклоняющей системы. Это отрицательное напряжение настолько велико, что могло бы повредить переход база-эмиттер транзистора. Чтобы этого не случилось, диод D509 ограничивает отрицательное напряжение на безопасном уровне. Предоконечный каскад включает и выключает транзистор Q502 выходного каскада строчной развертки. Когда он включен, коллекторный ток начинает линейно нарастать со скоростью, определяемой индуктивностью между выводами 2 и 4

выходного трансформатора строчной развертки¹. Когда напряжение снимается с базы, Q502 закрывается, но энергия, накопленная в индуктивности поддерживает величину и направление тока. При этом возникают высоковольтные импульсы, которые выпрямляются и используются в качестве источника высокого напряжения.

Напряжение вольтодобавки создается демпферным диодом CR502 и используется для подачи на фокусирующий и ускоряющий электроды кинескопа².

Схема кадровой развертки совершенно нетрадиционна, если судить по стандартам того времени, когда интегральных схем еще не было. Но в настоящее время она является обычной, так как разработчики стремятся обеспечить превосходные характеристики при минимальном числе регулировок, доступных потребителю. Эта схема использует высокую стабильность частоты генератора строчной развертки для обеспечения такой же стабильности кадровой развертки. Блок-схема кадровой развертки показана на рис. 6.55.

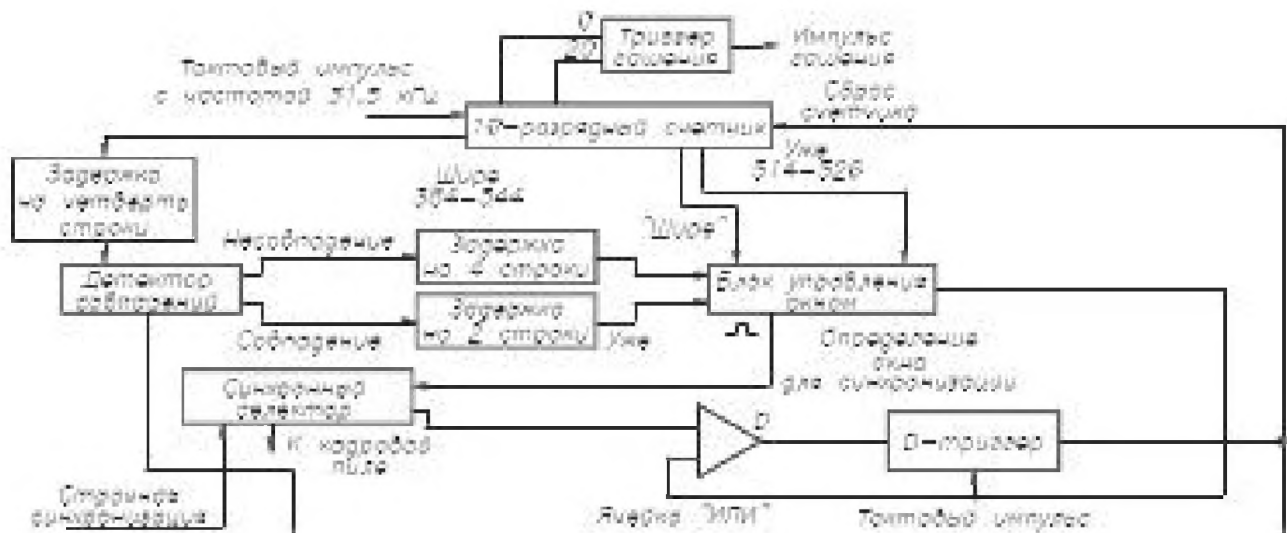


Рис. 6.55. Функциональная схема части ИС Мопотак™, обеспечивающей помехоустойчивую синхронизацию за счет создания временного окна переменной ширины для кадровых синхроимпульсов

Сигнал с генератора 31,5 кГц подается на 10-разрядный счетчик, который не только делит на 525 ($31,5 \text{ кГц} / 525 = 60 \text{ Гц}$), но и используется для создания контрольного окна для кадровых синхроимпульсов. Например, ключевая схема формирует гасящий импульс при счете 0 и заканчивает его при счете 20. В нормальном режиме для сброса этого счетчика используется кадровый синхроимпульс, но для этого он должен пройти через синхронный временной селектор, ячейку «ИЛИ» и D-триггер. Синхронный временной селектор открывается сигналом, поступающим с блока управления окном. Поэтому импульс синхронизации может пройти через него, только когда счетчик находится во временном «окне» между тактами 514 и 526. Если синхроимпульс не поступил в течение этого времени, то устройство управления окном самостоятельно сбрасывает счетчик через другой

¹ Крутизна нарастания пилообразного тока определяется в основном индуктивностью строчных отклоняющих катушек. – Прим. ред.

² В данной схеме демпферным диодом является диод CR503. – Прим. ред.

вход элемента «ИЛИ». В нормальном режиме кадровый синхроимпульс должен совпасть с отсчетом 525. Детектор совпадений определяет в каждом цикле кадровой развертки, произошло это или нет. Если совпадение не обнаружено в течение восьми последовательных циклов, то временное окно расширяется, чтобы исследовать больший промежуток времени. При обнаружении импульса схема быстро перестраивается на него. После того как в течение двух циклов наблюдается совпадение, окно снова сужается. Для обеспечения хорошей защищенности от помех такая схема в нормальных условиях имеет узкий диапазон работы, но в случае необходимости обеспечивает быстрое вхождение в режим синхронизации за счет расширения диапазона захвата. Тот же стробированный кадровый синхроимпульс, который сбрасывает счетчик, запускает и генератор линейно изменяющегося напряжения для кадровой развертки.

Предоконечный каскад кадровой развертки на транзисторе Q601 сравнивает линейно изменяющееся напряжение с падением напряжения на резисторе R615, пропорциональным току отклоняющих катушек кадровой развертки. Разность этих двух напряжений усиливается транзистором Q601 и подается на вход обычного комплементарного каскада эмиттерных повторителей на транзисторах Q602 и Q603, к выходу которого подключены кадровые отклоняющие катушки.

Интегральные схемы, подобные рассмотренным, – не последнее достижение. Сейчас уже встречаются карманные и даже наручные черно-белые телевизоры. Если вместо электронно-лучевых трубок используются дисплеи на жидких кристаллах, то сигналы сканирования приобретают совершенно другой характер, поскольку в этом случае необходимо обеспечить последовательную адресацию всех пикселей дисплея.

Литература

1. Fink D. G. Television Standards: In Television Engineering Handbook / ed. D. G. Fink. – New York: McGraw-Hill, 1957, p. 2–20.
2. Middlebrook D. Null Double Injection and Extra Element Theorem / IEEE Transactions on Education, 32. – 1989. – № 3. – 167–180.
3. Neuhauser R. G., Cope A. D. Imaging Devices: In Television Engineering Handbook / ed. K. Blair Benson and Jerry Whitaker. Chapter 11. – New York: McGraw-Hill, 1992.
4. Schlesinger K. Scanning, Deflection and Color Registration: In Television Engineering Handbook / ed. D. G. Fink. – New York: McGraw-Hill, 1957, p. 6–12.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Автоматическая
 подстройка частоты (АПЧ) 85, 91, 254, 272
 фазовая (ФАПЧ) 71, 210
 регулировка
 уровня записи 176
 усиления (АРУ) 31, 54, 57, 232, 280

Автосмещение 22

Антенна

 согласование волнового
 сопротивления 98
 телевизионная и диапазона ЧМ 98
 ферритовая стержневая 21
 штыревая 273

Аудио 16

Б

Блокинг-генератор 187

Боковая ветвь 178

В

Варактор 137

Взаимоиндукция 20

Видеосигнал 199

 несущая частота 201
 спектр сигнала яркости 200

Видеоусилитель

 выходной каскад 235
 предварительный каскад 232

Время

 восстановления 176
 срабатывания 176

Г

Генератор

 кадровой развертки 239, 272
 Колпитца 107
 развертки 208
 релаксационный 208
 стирания и подмагничивания 183
 строчной развертки 255
 управляемый напряжением 65, 281
 Хартли 255, 272

Гетеродин 38

Гетеродинирование 28, 69

Главная ветвь 177

Д

Дарлингтона схема (включения транзисторов). См. Транзистор составной
Двойное преобразование частоты 143
Двухфазное преобразование символов 128
Девияция частоты 202

Декодер

 FMX® 122

 SCA 120

 пилот-сигнала 67

Декодирование стереосигнала ЧМ 95

Делитель частоты

 предварительный 139
 программируемый 138

Демодулятор 70

 балансный RBDS 127

Демпферный диод 211

Детектирование 54

 огibaющей 33

Детектор 16, 22, 28, 54, 60

 звукового телевизионного сигнала 272

 квадратурный 66, 235

 огibaющей 35, 49, 62, 273

 минимального сигнала 196

 синфазный 65

 фазовый 75, 246, 272

 квадратурный 97

 синфазный 98

 сигнала ЧМ

 дискриминатор Фостера-Сили 70

 квадратурный 77, 273

 на основе одновибратора 84

 отношений 70, 115

 с ФАПЧ 71

Диаграмма Боде 148

Диапазон

 радиовещательный АМ 16

 радиовещательный ЧМ 69

 телевизионный

 дециметровый 202

 метровый 202, 211

Динамический

 диапазон 151, 190

 магнитной записи 165

 фильтр 169

Дискриминатор 70

Добротность 17

З

Задержка АРУ 234
Зеркальный канал 30, 54

И

Идентификационный тон 122
Импульс
врезки 205
гасящий кадровый 204
обратного хода 232
синхронизирующий 238
уравнивающий 204
Интегратор системы RBDS 128
Искажения типа «ступенька» 163
Искровой разрядник 271
Источник
напряжения Тевенина 230, 243, 245, 261, 268
питания 60
локальное шунтирование 115

К

Кадр 199
Кадровая развертка 283
Каскодная пара. См. Схема каскодная
Кинескоп 200, 205
алюминированный 200
угол отклонения 206
Код
RDS 126
идентификационный (PI code) 129
Конденсатор
накопительный 117
нейтрализующий 111
переменной емкости 16
подстроечный (триммер) 35, 40
проходной 214
стабилизирующий 117
управляемый напряжением. См. Варактор
электролитический 25
Контур колебательный 16, 20
Коррекция
при воспроизведении
грамзаписи 154
магнитной записи 160
для магнитной звукозаписи 159

Л

Линейность
детектирования
видеосигнала 279
сигнала ЧМ 72, 84
по вертикали 243

Линейный вход 175
Люминофор 200, 205

М

Магнитная
головка 158
зазор 159
поле в зазоре 163
стирающая 168, 183
лента 158
Магнитное отклонение луча 205
Метод
расстроенных контуров 59
суперпозиции 240, 248
Модуляция
амплитудная (АМ) 17
квадратурная (КАМ) 62
амплитудная (CQUAM[†]) 62
с частичным подавлением
боковой полосы 201
совместимая квадратурная
частотная (ЧМ) 69
Мультивибратор 240

Н

Напряжение вольтодобавки 211
Настройка
бесшумная 98, 136
режим поиска 144
с помощью варактора 137
с помощью кварцевого синтезатора
частоты 137
Нейтрализация усилителя 111
Несущая частота звука 202

О

Обостритель импульсов 23
Обратная связь
положительная 21
Ограничитель 70
синхроимпульсов 238
тока луча 273
Отклоняющая система 207
Отношение сигнал/шум 53, 121

П

Передача данных по радиоканалу 125
блок данных 129
группа данных 129
код группы 129
контрольное слово 129
формат без возвращения к нулю 126

Пиксел 198
Пилообразное напряжение 208
Пилообразный ток 208
Пилот-сигнал 63, 67, 94, 136
Подмагничивание высокочастотное 165
Поле развертки 203
Полукадр 203
Помеха по основному каналу 67
Порог детектирования сигнала ЧМ 76
Послесвечение люминофора 200, 205
Предварительная частотная коррекция 202
Предыскажения ЧМ 92
Преобразователь
напряжения 187, 192
частоты 50, 58
Приемник
автомобильный 120
детекторный 16
прямого усиления 27, 52
регенеративный 21, 24
рефлексный 25
с амплитудной модуляцией 16
с частотной модуляцией 69
супергетеродинный 27, 28, 69

Р

Развертка 199, 208
обратный ход 204
чересстрочная 199
Развязка 100
Рассогласование 109
Растр
искажение подушкообразное 208
Расширение 190
Регулировка тембра
динамический диапазон 151
Регулятор
громкости 25, 273
контрастности 232, 235, 271, 239
линейности по вертикали 245
размера по вертикали 240, 243
тембра шунтирующего типа 148
уровня АРУ 233
частоты кадров 241
частоты строк 282
яркости 271
Резонатор керамический 61

С

Селективность 17
Селектор
синхронизирующих импульсов 238
телевизионных каналов. См. Тюнер
телевизионный

Сжатие 190
Сигнал
RBDS 127
амплитудно-модулированный 17
низкой частоты 25
полный модулирующий (baseband) 94
расширение 122
с двумя боковыми полосами
и с подавленной несущей (DSB-SC) 94
сжатие 122
синхронизации 200
стереофонический совместимый 93
телевизионный 200, 201
частотно-модулированный 69
Сигнал/шум отношение 121
Симметрирующее устройство 214
Система шумопонижения
dbx 190
DNR® 192, 193
Dolby® 168
Dolby® C 194
HUSH® 196
Сканирование 199
Слежение 29
Смеситель 40
Стереодекoder 135
Стереофоническое радиовещание
в диапазоне АМ 61
в диапазоне ЧМ 92
режим плавного перехода 120
система FMX® 120
Стирание магнитной записи 168
Строка 199
Строчная развертка
выходной каскад 265
генератор 255
каскад автоподстройки
частоты 253, 272, 280
предоконечный усилитель 261
фазовый детектор 246
Супергетеродин.
См. Приемник супергетеродинный
Схема
автоподстройки фазы 71
АРУ ключевая 232, 234, 280
бесшумной настройки 99
дематрицирования 124
интегральная 52, 77, 95, 144, 196, 280
каскадная 101
с общей базой 39
с общим
затвором 101
истокom 101
эмиттером 23

Тевенина 144, 221
 упреждения-запаздывания 247
 фиксации уровня 247
 Счетчик глотающий 139

Т

Телевидение
 кабельное 202
 частотные диапазоны 201
 Телевизионный
 канал 201
 растр 199
 Телевизор черно-белый 198
 Температурный коэффициент емкости 37
 Теорема Тевенина 179
 Транзистор
 граничная частота коэффициента
 передачи 216
 полевой с двумя затворами 143
 реактивный 272
 составной 60, 240
 Трансформатор
 ВЧ 38
 импульсный 189
 симметрирующий 273
 строчной развертки выходной 210
 Триггер Шмитта 136
 Триммер 35, 40
 Тюнер 97
 дециметрового диапазона 219
 метрового диапазона 211, 273
 телевизионный 211

У

Удвоитель напряжения 22
 Управляемая реактивная цепь 124
 Уровень черного 204, 273
 Усилитель
 абсолютного значения 125
 высокой частоты 28, 56
 дифференциальный 66
 звуковых частот 16, 49
 мостовой 181
 низкой частоты 28
 операционный 192
 предварительный НЧ (предусилитель) 51

предоконечный
 НЧ 51
 строчной развертки 261
 промежуточной частоты 29, 48, 59
 АМ приемника 85
 ЧМ приемника 86
 регулируемый 65
 с обратной связью 22
 сигнала ошибки 66
 стробируемый 234
 управляемый напряжением 125, 192

Ф

Фильтр
 динамический 169, 179
 керамический 53, 137
 нижних частот 53
 режекторный 220
 управляемый напряжением 196
 частичного подавления боковой полосы 201

Х

Характеристика сжатия 191

Ч

Частота
 модуляции 17
 несущая 17
 видеосигнала 201
 промежуточная
 АМ приемника 28, 29, 54
 видеоканала 221
 ЧМ приемника 69
 Частотная коррекция 93
 Чувствительность
 АМ приемника 17
 ЧМ приемника 77

Ш

Шина I²C 145
 Шум
 автоматический ограничитель 144
 гашение 144
 спектральное распределение 121

Э

Электронно-лучевая трубка 200, 205
 Электронный луч 206