

БИБЛИОТЕКА



ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ.
ЗВУКОТЕХНИКА

Д.П.Бриллиантов

ПОРТАТИВНЫЕ
ЧЕРНО-БЕЛЫЕ
ТЕЛЕВИЗОРЫ

БИБЛИОТЕКА



ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ. ЗВУКОТЕХНИКА

Выпуск 98

Д. П. Бриллиантов

ПОРТАТИВНЫЕ ЧЕРНО-БЕЛЫЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ



Москва «Связь» 1979

ББК 32.94
Б87
УДК 621.397.62

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ
БИБЛИОТЕКИ «ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ. ЗВУКОТЕХНИКА»:
КОРОЛЬКОВ В. Г., КРИВОШЕЕВ М. И., РЫБАКОВ А. М., СПИРИН А. Г., ТАРАСОВ В. С.,
ФАИН М. М., ХОХЛОВ Б. Н.

Бриллиантов Д. П.

Б87 Портативные черно-белые телевизоры. — М.: Связь, 1979. — 184 с., ил. (Б-ка «Телевизионный и радиоприем. Звукотехника; Вып. 98).

1 р. 30 к.

Приведены результаты аналитического обзора достижений в разработке отечественных и зарубежных портативных телевизоров за период с 1967 г. по 1976 г. Главное внимание уделено анализу схемных и конструктивных особенностей портативных телевизионных приемников черно-белого изображения, выполненных на различных полупроводниковых приборах. Кратко рассмотрены основные направления разработок портативных цветных телевизоров.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой портативных телевизоров. Она может быть полезна квалифицированным радиолюбителям.

Б 30403—006
045(01)—79

2704070250

ББК 32.94
6Ф3

ИБ. № 664

Дмитрий Петрович Бриллиантов
ПОРТАТИВНЫЕ ЧЕРНО-БЕЛЫЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ

Редактор *Е. Э. Зуевская*
Художественный редактор *А. А. Данилин*
Технический редактор *К. Г. Маркоч*
Корректор *Р. И. Прокофьева*

Сдано в набор 19/VI 1978 г. Подписано в печ. 4/XII 1978 г.
Т-21819 Формат 60×90/16 Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная.
Печать высокая 11,5 усл.-печ. л. 17,28 уч.-изд. л. Доп. тиража 40 000 экз.
Изд. № 17961 Зак. № 173 Цена 1 руб. 30 коп.
Издательство «Связь», Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1979 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая читателям книга первоначально планировалась, как второе издание книги «Портативные транзисторные телевизоры», вышедшей в издательстве «Связь» уже почти 10 лет назад (в 1969 г.). Однако за десятилетний период произошли настолько большие изменения в разработках портативных телевизоров, появилось так много новых конструктивных и схемных решений, что пришлось полностью обновить материал ранее изданной книги, чтобы отразить достижения последних лет. Отражая тенденции в разработках портативных телевизоров, пришлось изменить также название книги. Это продиктовано тем, что за последнее десятилетие определилось самостоятельное направление портативных цветных телевизоров. В настоящее время имеется довольно обширный класс таких телевизоров, насчитывающий множество различных моделей, которые отличаются принципами получения цветного изображения, схемными и конструктивными решениями. Рассмотрение их особенностей — самостоятельная задача, выходящая за рамки данной книги. Поэтому она и названа «Портативные черно-белые телевизоры».

Весь период времени от начала практических работ по созданию портативных транзисторных телевизоров (конец пятидесятых годов) до настоящего времени условно можно разделить на два этапа, рубеж между которыми приходится примерно на 1967—1968 гг. На первом этапе перед разработчиками стояла задача принципиального создания портативного транзисторного телевизора, обладающего приемлемыми эксплуатационными характеристиками и пригодного для массового производства. Поэтому для первого этапа характерны поиски различных схемных и конструктивных решений, работы по созданию необходимых полупроводниковых приборов и других малогабаритных радиокомпонентов. Зачастую в портативных телевизорах первого поколения использовались полупроводниковые приборы общего применения, что не позволяло оптимизировать их схему и конструкцию, повысить качественные и эксплуатационные показатели. Первый этап характеризуется большим разнообразием моделей портативных телевизоров, иногда существенно отличающихся по своим особенностям. Тогда еще не было выработано единого мнения по применению тех или иных технических предложений и решений: каждая фирма внедряла свои разработки, порой не используя опыт других. К концу первого этапа в основном были решены все принципиальные вопросы создания портативных телевизоров, удовлетворяющих установленным требованиям.

Второй этап, начавшийся в 1968 г., характерен совершенствованием ранее разработанных моделей с целью повышения их эксплуатационных и качественных показателей, а также созданием новых моделей с использованием новых схемных решений и элементов. Широко проводится унификация портативных телевизоров, в которых применяются наиболее оптимальные технические решения. Большие возможности для совершенствования портативных телевизоров второго поколения имело освоение серийного производства специализированных дискретных полупроводниковых приборов и других высококачественных радиокомпонентов, а также линейных интегральных микросхем различных типов. Если первый этап можно охарактеризовать как период транзисторизации телевизоров, то второй этап — это период интеграции. Применение интегральных схем (ИС) обусловило необходимость пересмотра коренным образом подхода к проектированию многих узлов и блоков портативного телевизора. Появилось множество принципиально новых схемных и конструктивных решений, позволивших резко повысить качество телевизоров.

Наметившееся еще на первом этапе, в последние годы окончательно определилось, как самостоятельное направление разработок портативных цветных телевизоров. Поэтому для второго этапа наряду с интеграцией не менее важной особенностью является создание и освоение серийного производства пор-

тативных цветных телевизоров. Общие тенденции в разработках этих телевизоров рассмотрены в одном из разделов первой главы. Основное же внимание в книге уделено портативным черно-белым телевизорам. Главная цель, которая ставилась при ее написании, — познакомить специалистов с последними достижениями в этой области телевизионной техники на примере в основном зарубежных разработок портативных телевизоров. В книгу включены также некоторые наиболее интересные материалы по разработкам отечественных телевизоров серии «Юность», «Электроника ВЛ-100», «Шилялис-401Д», находящиеся на уровне мировых достижений.

При написании книги ставилась также цель систематизации обширных материалов, содержащихся в литературе и накопленных автором в результате изучения особенностей реальных моделей телевизоров, и критического анализа различных технических решений с тем, чтобы книга содержала практические рекомендации специалистам, занимающимся разработкой портативных телевизоров. Для более тесной логической взаимосвязи материалов различных разделов книги используется методика поблочного рассмотрения особенностей портативных телевизоров.

Отзывы о книге следует направлять по адресу: Москва, 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2, издательство «Связь».

Автор

1.1. Характеристики портативных телевизоров второго поколения

С целью анализа особенностей портативных телевизоров второго поколения удобно классифицировать их по размерам экрана при рассмотрении эксплуатационных и конструктивных параметров и по свойствам активных полупроводниковых приборов при сравнении схемных решений. Класс портативных телевизоров второго поколения пополнился новыми моделями как с большими, так и с меньшими экранами по сравнению с прежними моделями. В табл. 1.1 приведены основные технические характеристики современных портативных телевизоров. В нее включены телевизоры с размерами экрана по диагонали от 3,7 до 49 см. По своему назначению и особенностям все портативные телевизоры разделены на три подгруппы. В первую — входят модели с размерами экрана более 30 см. Это, как правило, носимые телевизоры кабинетного типа, питающиеся только от сети переменного тока. Они не предназначены для работы на подвижных объектах и при переносе. В связи с этим к ним не предъявляются жесткие требования по экономичности, размерам и массе. Поэтому в большинстве моделей таких телевизоров применяются кинескопы с углом отклонения 110° . Телевизоры первой подгруппы отличаются повышенным качеством благодаря применению более сложных схем с различными автоматическими регуляторами. По стоимости они также значительно выше других портативных телевизоров.

Вторая подгруппа объединяет телевизоры с размерами экранов от 20 до 30 см. Это в большинстве своем автомобильные телевизоры с универсальным питанием. Они могут питаться как от сети переменного тока, так и от встроенной или автономной аккумуляторной батареи. Телевизоры этой подгруппы имеют весьма высокую плотность компоновки и экономичность. С учетом специфики их эксплуатации они, как правило, имеют более высокие качественные показатели (помехоустойчивость, чувствительность, яркость изображения, экономичность, размеры, массу и пр.) по сравнению с телевизорами первой подгруппы. С целью повышения экономичности в моделях второй подгруппы практически не применяются кинескопы с углом отклонения более 90° .

В третью подгруппу включены телевизоры с размерами экранов менее 20 см. Большинство моделей этой подгруппы (особенно с размерами экранов менее 16 см) имеют лишь батарейное питание. Такая возможность обеспечивается благодаря применению кинескопов с небольшими углами отклонения (50 — 70°) и экономичных генераторов развертки. С целью снижения размеров телевизоров третьей подгруппы широко применяются миниатюрные радиокомпоненты, включая интегральные микросхемы.

В общем отличие портативных телевизоров второго поколения от первых моделей заключается в значительном улучшении качественных показателей изображения, повышении эксплуатационных характеристик, экономичности и надежности. Достигнуто это благодаря применению новых высококачественных радиокомпонентов и более совершенных схемных и конструктивных решений. Большое значение для совершенствования портативных телевизоров имели работы по оптимизации, унификации и интеграции, что стало возможным благодаря углубленному изучению процессов, протекающих в различных устройствах портативного телевизора.

Таблица 1.1

Технические характеристики портативных телевизоров

Модель телевизора	Фирма, страна	Год выпуска	Марка кинескопа	Размер экрана по диагонали, см	Угол отклонения, град	Количество полупроводниковых элементов			Наличие СКД
						диоды	транзисторы	интегральные микросхемы	
Телевизоры первой подгруппы									
KCS 186	RCA, США	1972	19VAHP4	49	110	11	24	2	+
AO4-3	— » —	1969	310DMB4	31	90	19	22	—	+
GEN-11765A	— » —	1974	310EUB4	31	110	20	21	1	+
A12-3	Sylvania, США	1974	12VAZP4	31	90	17	23	1	+
«Юность-401 (402)»	СССР	1975	31ЛК4Б	31	90	18	32	1	+
GAI-11245A	Airline, США	1975	12VBJP4	31	110	11	23	1	+
KCS 187	RCA, США	1973	12VAXP4	31	110	20	31	1	+
«Prandoni»	Италия	1969	—	31	90	14	29	—	+
Телевизоры второй подгруппы									
GE-R2	General Electric, США	1972	240DB4	24	90	23	29	—	+
CVM-90UM	Sony, Япония	1972	230DB4	23	90	17	39	1	+
A10-1	Sylvania, США	1972	9AGP4	23	90	19	24	—	+
4BI17	Philco-Ford, США	1973	9AGP4	23	90	12	19	1	+
«Юность-2»	СССР	1968	23ЛК9Б	23	90	21	29	—	—
«Юность-603»	СССР	1973	23ЛК13Б	23	90	19	31	1	+
NA10-1A	Admiral, США	1972	200GB4	20	90	21	27	—	+
Телевизоры третьей подгруппы									
«Электроника-ВЛ-100»	СССР	1970	16ЛК1Б	16	70	12	28	—	—
«Шилялис-401»	СССР	1973	16ЛК1Б	16	70	26	34	—	+
GE-BA	General Electric, США	1972	140ALB4	14	70	17	21	3	+
GE-R1	General Electric, США	1973	140TB4	14	70	21	26	—	+
KCS 191	RCA, США	1973	5VABP4	13	70	18	26	1	+
TR-001	Matsushita Electric, Япония	1970	—	3,7	50	22	8	11	+

¹ СКД — селектор каналов диапазона дециметровых волн.

1.2. Новые радиокомпоненты

Наиболее существенные изменения претерпели портативные телевизоры второго поколения вследствие применения различных новых активных и пассивных радиокомпонентов. В начале второго этапа разработки портативных телевизоров ставилась задача создания полупроводниковых приборов специального назначения с учетом особенностей их работы в электрических схемах телевизоров первого поколения. Другими словами, ставилась задача замены полупроводниковых приборов общего назначения специализированными приборами. При этом электрические схемы телевизоров, разработанные на первом этапе, как правило, не претерпевали существенных изменений по принципу работы. Изменение их заключалось лишь в некотором упрощении, так как специальные полупроводниковые приборы требуют меньшего количества вспомогательных элементов для выполнения тех же функций. Применение специальных полупроводниковых приборов позволило наряду с упрощением схемы значительно повысить качественные показатели многих узлов и всего телевизора.

Например, применение специального транзистора в первом каскаде УПЧ позволило значительно упростить схему и улучшить действие АРУ тракта изображения. Специальные кремниевые транзисторы с нужной входной характеристикой позволили улучшить работу амплитудного селектора и одновременно упростить его схему. Разработка пары транзисторов *p-n-p*- и *n-p-n*-типа с идентичными параметрами обусловила широкое применение экономичных двухтактных каскадов в усилителе низкой частоты и генераторе кадровой развертки. Создание достаточно быстродействующих, высоковольтных и мощных транзисторов решило проблему разработки экономичных и сравнительно простых по конструкции генераторов строчной развертки. Замена малотократных кенотронов и селеновых вентилей высоковольтными кремниевыми диодами способствовала улучшению характеристик высоковольтного блока. Приведенные примеры далеко не исчерпывают всех достижений, полученных в результате применения новых специализированных полупроводниковых приборов. (Подробнее об этом будет сказано в соответствующих разделах книги).

В процессе разработки портативных телевизоров второго поколения не только совершенствовались обычные полупроводниковые приборы, но и создавались принципиально новые. К ним прежде всего относятся полевые транзисторы и линейные ИС. Их применение коренным образом повлияло на схемы и конструкции портативных телевизоров. Разработчики вынуждены были полностью пересмотреть старые методы проектирования многих узлов портативных телевизоров. В результате появилось множество принципиально новых схемных и конструктивных решений, которые еще в большей степени позволили улучшить основные характеристики портативных телевизоров. В течение второго этапа разработки портативных телевизоров четко определилась тенденция их интеграции.

Использование гибридных и особенно пленочных и твердотельных интегральных элементов позволяет устранить недостатки, присущие дискретным схемам с повышенной плотностью монтажа, и в то же время значительно повысить степень миниатюризации и экономичность телевизоров.

1.3. Структура портативных телевизоров

Структурная схема портативных телевизоров второго поколения практически не изменилась по сравнению с первыми телевизорами, так как остались прежними общие принципы приема и воспроизведения сигналов изображения и звукового сопровождения. Изменились лишь принципы построения отдельных функциональных блоков. На рис. 1.1 приведена обобщенная структурная схема портативного телевизора. Пунктиром на ней обозначена цепь подачи сигнала в тракт звука в случае амплитудной модуляции звуковой несущей. Структурная схема включает семь комплексных функциональных блоков: *I* — ВЧ блок; *II* — тракт изображения; *III* — тракт звукового сопровождения; *IV* — генератор строчной развертки (ГСР); *V* — генератор кадровой развертки (ГКР); *VI* — блок синхронизации; *VII* — блок питания. Особенности каждого из этих блоков рассматриваются в соответствующих главах. В состав ВЧ блока входят антенное *1*, согласующее *2*, входное *3* устройства, селекторы кана-

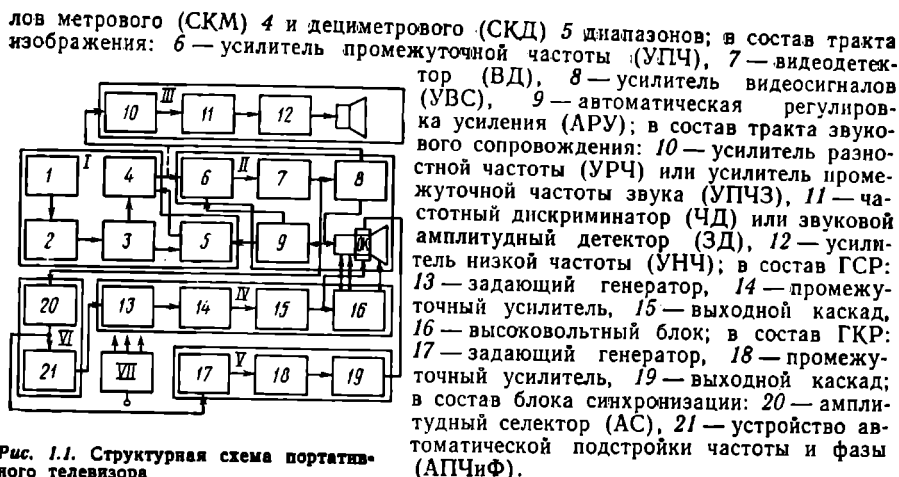


Рис. 1.1. Структурная схема портативного телевизора

1.4. Портативные цветные телевизоры

Общая тенденция миниатюризации телевизионной аппаратуры отразилась не только на разработках приемников черно-белого телевидения (телевизоров, видеоконтрольных и просмотровых устройств, электронных видеоскопателей передающих камер и пр.), но и на цветных приемниках. Все острее ощущается потребность в портативных приемниках цветного телевидения. Они нужны и для бытовых целей, и для передвижных телевизионных станций, и для различных замкнутых телевизионных систем.

В настоящее время можно считать решенным вопрос разработки портативного приемника черно-белого телевидения, отвечающего высоким современным требованиям. Анализ многочисленных моделей этих устройств бытового назначения, проведенный в последующих главах, позволяет сделать заключение о достаточной отработанности принципов построения черно-белых приемников, применяемых схемных и конструктивных решений. Сложнее обстоит дело с разработкой портативных цветных приемников. Известно множество таких устройств, использующих различные принципы получения цветного изображения. Однако, несмотря на то что многие схемные решения заимствованы из разработок черно-белых телевизоров, в настоящее время нет единого мнения по поводу оптимального принципа построения портативного цветного телевизора, удовлетворяющего современным требованиям. Связано это с неизмеримо большей сложностью формирования цветного изображения в портативных приемниках по сравнению с аналогичными черно-белыми устройствами.

Сложность разработки портативного цветного приемника в большой степени обусловлена спецификой предъявляемых к нему требований. Модель портативного цветного приемника может удовлетворить современным требованиям лишь в том случае, если по таким показателям, как размер экрана, габаритные размеры, масса, энергопотребление, эксплуатационные характеристики, надежность, стоимость, она будет близка к черно-белым моделям. При этом должно обеспечиваться достаточно высокое качество цветного изображения при работе приемника в стационарных условиях, на передвижных объектах и при его переносе.

В большой степени параметры портативного цветного приемника зависят от особенностей конструкции цветного кинескопа и принципа его работы. При этом эта зависимость острее проявляется при разработке портативных цветных приемников, чем черно-белых. Анализируя существующие (в основном зарубежные) разработки малогабаритных цветных кинескопов, рассмотрим возможности создания портативного цветного приемника, максимально удовлетворяющего современным требованиям портативности.

На основе исследования особенностей действующих моделей и аналитического обзора литературных источников, содержащих материалы по интересующему нас вопросу, легко убедиться, что все усилия специалистов были направлены на изыскание таких принципов воспроизведения (синтеза) цветного изображения, которые бы в возможно большей степени удовлетворяли всем перечисленным выше требованиям портативности. Далеко не все созданные модели портативных приемников можно назвать действительно портативными. И, прежде всего, это относится к первым разработкам.

Первые масочные кинескопы для портативных телевизоров, разработанные в США и Японии, были по устройству и принципу действия малогабаритными аналогами уже существовавших масочных кинескопов для стационарных телевизоров. Причем в процессе разработки размеры масочных кинескопов для портативных телевизоров уменьшались постепенно. Сначала были разработаны кинескопы с размерами экрана по диагонали 40 см, затем 35, 30 и 25 см. В настоящее время выпускаются малогабаритные масочные кинескопы с диагональю от 12 до 40 см.

В первых малогабаритных масочных кинескопах использовались экран с точечной структурой люминофора, теневая маска, электронная пушка, содержащая три прожектора, расположенных в углах равнобедренного треугольника (Δ -пушка). Применение масочных кинескопов в портативных телевизорах позволяет получить цветное изображение высокого качества, по своим параметрам практически не отличающееся от изображения стационарных цветных кинескопов. Однако требования портативности в телевизорах с масочными кинескопами выполняются далеко не в полной мере. Телевизоры, в которых применены трехлучевые масочные кинескопы с диагональю экрана до 40 см и углом отклонения 90° , трудно отнести к категории портативных, так как они имеют большие габариты и массу до 25 кг. Потребляемая мощность в 100 Вт также не отвечает требованиям портативности. Точнее их можно назвать носимыми сетевыми телевизорами. Для сравнения можно сказать, что черно-белый портативный телевизор с такими же размерами экрана весит и потребляет энергии в 3—4 раза меньше. В табл. 1.2 приведены основные технические характеристики некоторых моделей портативных телевизоров.

Помимо больших размеров, массы, энергопотребления, цветные приемники с масочными кинескопами обладают существенным недостатком, выражающимся в сильном влиянии на качество цветовоспроизведения внешних магнитных полей и, в частности, магнитного поля Земли. Этот недостаток не позволяет использовать такие приемники на подвижных объектах без громоздких устройств экранирования, естественно, ухудшающих параметры портативности.

Неудовлетворительные конструктивные и электрические параметры портативных приемников, использующих масочные кинескопы, в основном обусловлены устройством и принципом работы последних. Принцип формирования цветного изображения на экране масочного кинескопа весьма неэкономичен, и для его реализации требуются громоздкие устройства развертки, динамического и статического сведения, генерации и стабилизации высокого напряжения. Вызвано это наличием трех электронных пушек и теневой маски, прозрачность которой для электронных лучей обычно не превышает 15%. Чтобы получить приемлемую для портативных телевизоров яркость изображения (примерно $150\text{--}300 \text{ кд/м}^2$) при такой прозрачности маски, приходится увеличивать напряжение на аноде кинескопа до 20—25 кВ и максимальный ток каждого электронного луча до 200—400 мкА, т. е. примерно в 3—4 раза по сравнению с малогабаритными черно-белыми кинескопами. Это является причиной значительного повышения мощности генераторов развертки.

Наличие трех пушек вынуждает увеличить диаметр горловины кинескопа, что, в свою очередь, требует увеличения мощности отклонения и, следовательно, потребления энергии генераторами развертки. Существенную энергию питания потребляют также устройства динамического сведения и коррекции геометрических искажений раstra. Кроме отмеченных выше, недостатками портативных цветных приемников с масочными кинескопами являются: сложность настройки и эксплуатации, зависимость чистоты цвета от систем отклонения и сведения, сложность технологии изготовления экрана и теневой маски.

Рассмотренные особенности приемников с масочными кинескопами позволяют сделать заключение о том, что такие кинескопы не совсем подходят для

Таблица 1.2

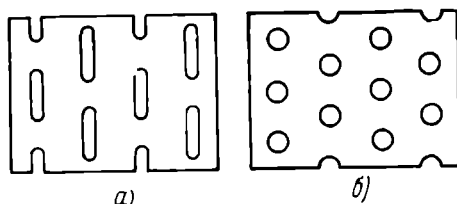
Технические характеристики портативных цветных телевизоров

Фирма и модель телевизора	Страна и год выпуска	Тип кинескопа	Размер экрана, см	Угол отклонения, град	Особенности кинескопа	Габариты, мм			Масса телевизора, кг	Потребляемая мощность, Вт
						ширина	высота	глубина		
RCA, CTC-15	ОША, 1966	—	39	90	Масочный	640	520	560	26	100
«Panasonic», CT-771	Япония 1971	200HB22	20	70	Щелевая маска	317	210	380	12	40
«Toshiba», 10P70	Япония 1971	2701B22	25	90	Щелевая маска	360	275	340	9,8	68
«Sony», Electric KV-9000U	Япония, 1969	—	23	90	Тринитрон	258	316	357	9,0	85
«Yaou Electric», GTC-9	Япония, 1965	—	23	90	Колорнетрон	234	225	286	7,8	30
Опытный образец	СССР, 1973	25ЛК11Ц	25	90	Однлучевой хроматрон	300	230	200	6,2	24
«Электроника Ц-401»	СССР, 1977	32ЛК11Ц	32	90	Щелевая маска	360	385	364	17,0	95

портативных устройств. Усовершенствование масочных кинескопов проводилось в следующих основных направлениях: повышалась прозрачность маски, сужалась горловина, упрощались устройства динамического сведения.

В обычных кинескопах теневая маска находится под таким же потенциалом, что и мозаичный экран (они электрически соединены между собой). В результате диаметр проекции каждого электронного пучка (пятна) на экране примерно равен диаметру отверстия в маске. Если же на маску подать потенциал, меньший, чем на экране, то диаметр проекции луча на экране уменьшится по сравнению с диаметром отверстия маски. Это происходит благодаря

Рис. 1.2. Конструкция щелевой (а) и обычной (б) масок



фокусирующему действию маски, которая в этом случае эквивалентна растровой системе круглых фокусирующих электростатических линз. Если не увеличивать диаметр пятна, то можно в 1,5—2 раза увеличить диаметр отверстий в маске, что повысит ее прозрачность соответственно в 2—3 раза. Таким образом, применение фокусирующей маски — один из способов повышения эконо-

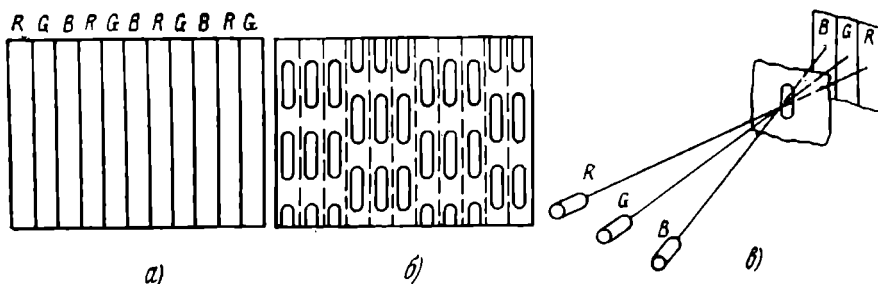


Рис. 1.3. Структура штрихового экрана (а) и раstra (б); устройство кинескопа со щелевой маской (в)

номичности масочного кинескопа. Промышленные кинескопы с фокусирующей маской обычно имеют прозрачность не более 30%, т. е. в 2 раза выше, чем у кинескопа с теневой маской.

В портативных цветных телевизорах последних выпусков широко применяются кинескопы со щелевыми масками, обладающими повышенной прозрачностью. Продолговатые отверстия щелевой маски могут располагаться рядами, колонками или в шахматном порядке. От формы щели зависит качество фокусировки, поэтому в большинстве случаев щели имеют продолговатую форму с закругленными краями. Такая щелевая маска используется, например, в кинескопе типа 370BDB22, установленном в телевизоре «Super Color 1510UE» фирмы «Grundig» (ФРГ). Форма и размеры отверстий щелевой маски этого кинескопа приведены на рис. 1.2а. На рис. 1.2б для сравнения приведен вид отверстий фокусирующей маски. Прозрачность щелевой маски достигает 50%.

Продольные отверстия щелевой маски, как правило, располагаются вертикально. При этом кинескоп имеет штриховую структуру люминофорного экрана (рис. 1.3а). На экран нанесены вертикальные полосы последовательно чередующихся красного, зеленого и синего люминофоров. Структура телевизионного раstra, образованного разверткой трех лучей кинескопа, показана на рис. 1.3б. Штрихи на рис. 1.3б — это следы электронных лучей на вертикальных полос-

ках люминофоров после прохождения их через щелевые отверстия маски. Образование следов электронных лучей поясняет рис. 1.3а.

Каждое отверстие маски представляет собой продолговатую электростатическую линзу, которая деформирует луч, придавая его сечению эллиптическую форму, что способствует его фокусировке на вертикальных полосках люминофоров. Применение вертикальных полос люминофоров в значительной степени ослабляет влияние магнитного поля Земли на цветовоспроизведение при перемещении телевизора. Это происходит потому, что магнитное поле Земли, вектор напряженности которого направлен преимущественно горизонтально, вызывает лишь вертикальное смещение электронных лучей. При этом каждый из трех их следов остается в пределах своей полоски, не нарушая воспроизведение цветности. Это важное свойство кинескопа со штриховым экраном позволило создать портативные цветные телевизоры, пригодные для работы на подвижных объектах (автомобилях, самолетах, поездах и др.).

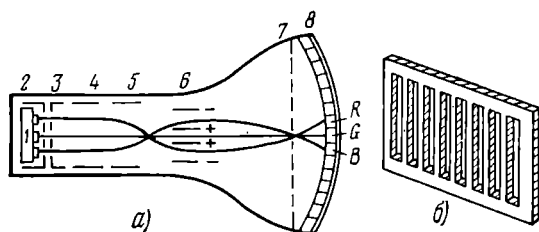


Рис. 1.4. Устройство тринитрона (а) и его апертурной решетки (б)

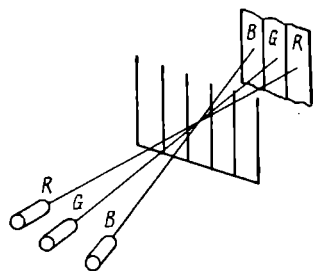


Рис. 1.5. Устройство трехлучевого хроматрона

В кинескопах со щелевой фокусирующей маской и штриховым экраном применяется несколько иное, чем в обычных масочных кинескопах, расположение электронных пушек. Вместо дельта-пушки в них используется планарное расположение прожекторов в горизонтальной плоскости (см. рис. 1.3а). Использование планарной пушки позволяет значительно упростить устройство динамического сведения и тем самым улучшить параметры портативности телевизора. Однако при использовании планарной пушки требуется некоторое увеличение диаметра горловины по сравнению с кинескопом, использующим дельта-пушку. Это, как указывалось, нежелательно из энергетических соображений.

Лишен этого недостатка кинескоп типа тринитрон, разработанный японской фирмой «Sony». Если не увеличивать диаметра горловины при планарном расположении пушек, то необходимо уменьшать диаметр цилиндрических электродов каждой пушки, что вызывает ухудшение фокусировки электронных пучков. В тринитроне используется новая конструкция электронооптической системы. В нее входят три отдельных катода (R, G, B) и общая для всех трех лучей электростатическая фокусирующая система. Кроме того, применена электростатическая система динамического сведения, являющаяся существенно более экономичной и простой, чем магнитная система.

На рис. 1.4а схематически показано устройство тринитрона, где 1 — катодный узел, 2 — модуляторы, 3, 4, 5 — электроды фокусирующей системы, 6 — пластины электростатической системы сведения, 7 — апертурная решетка, 8 — штриховый экран. Фокусирующая система обеспечивает пересечение лучей перед пластинами сведения. Постоянное напряжение на этих пластинах осуществляет сведение трех лучей на соответствующих полосках экрана. Точному сведению способствует апертурная решетка (рис. 1.4б), имеющая вид фокусирующей маски с вертикальными (по всей высоте маски) прорезями. Казалось бы, такая решетка должна обладать большей прозрачностью, чем щелевая маска. Однако прозрачность ее не превышает 30%, что связано с небольшой шириной прорезей, определяемой условиями механической прочности решетки. Применение электронооптической системы тринитрона позволяет уменьшить диаметр гор-

щее напряжение. Если это напряжение отсутствует, то сетка не влияет на электронный пучок, и он, проходя между двумя соседними витками, попадает на зеленую полосу люминофора, вызывая свечение зеленого цвета. Когда между двумя группами витков бипотенциальной сетки прикладывается постоянное напряжение такой полярности, что на ближайшем к пучку верхнем витке (см. рис. 1.66), получается положительный относительно ближайшего нижнего витка потенциал, то электронный пучок отклоняется вверх и попадает на люминофорную полосу красного цвета. Если изменить полярность коммутирующего напряжения, то электронный пучок отклонится вниз и попадет на синюю полосу. Таким образом, путем коммутации напряжения на группах витков бипотенциальной сетки в процессе развертки обеспечивается последовательное отклонение электронного пучка и попадание его на люминофорные полосы определенного цвета.

Помимо напряжения коммутации, на бипотенциальную сетку подается постоянное напряжение. Оно меньше, чем ускоряющее напряжение на экране, и поэтому наряду с последовательным бипотенциальной сетка выполняет функции фокусировки и послеускорения электронов пучка. Благодаря фокусирующему действию сетки и вертикальному расположению полос люминофоров существенно снижается искажающее действие магнитного поля Земли. Сравнительно небольшое постоянное напряжение на бипотенциальной сетке (примерно в 2—3 раза меньше ускоряющего) способствует снижению мощности отклонения и, следовательно, энергопотребления.

Наличие одной электронной пушки вместо трех позволяет исключить устройство динамического сведения и уменьшить диаметр горловины до величины, обычной для черно-белых малогабаритных кинескопов (примерно 12—20 мм). Все это существенно упрощает схему и конструкцию приемника с однолучевым хроматроном. В нем практически без изменения можно использовать существующие генераторы развертки черно-белых телевизоров, а также обычные отклоняющие системы и строчные трансформаторы. Это весьма существенное преимущество однолучевого хроматрона, так как исключает необходимость разработки сложных и дорогостоящих специальных узлов.

Однолучевой хроматрон по размерам и конструкции мало отличается от соответствующих черно-белых кинескопов. Это позволяет выполнить цветной телевизор, по конструкции сходный с существующими конструкциями черно-белых портативных телевизоров. Учитывая перечисленные достоинства малогабаритного однолучевого хроматрона, можно сделать заключение о том, что он является наиболее подходящим кинескопом для портативных цветных телевизоров. Существенный недостаток принципа формирования цветного изображения, использованного в однолучевом хроматроне, состоит в некоторой потере четкости по сравнению с масочными кинескопами. Однако на экранах небольших размеров (до 30 см) это практически незаметно. Кроме того, существуют способы повышения четкости.

В процессе разработки и совершенствования однолучевых хроматронов было создано несколько конструктивных вариантов, отличающихся в основном устройством экранно-сеточного узла. Один из первых малогабаритных однолучевых хроматронов под названием «Колорнетрон» разработала японская фирма «Кобе коге». По конструкции «Колорнетрон» отличается от обычных хроматронов наличием дополнительной, помимо бипотенциальной, фокусирующей сетки. Так же как и бипотенциальная, фокусирующая сетка состоит из тонких вертикальных проволок. Шаг витков этой сетки равен шагу витков бипотенциальной сетки. Согласно типовому электрическому режиму колорнетрона на экран должно быть подано постоянное ускоряющее напряжение 15 кВ. При этом на фокусирующую сетку подается напряжение 6 кВ, а на бипотенциальную — 5 кВ. Благодаря такому режиму фокусирующая сетка способствует попаданию электронного луча в процессе развертки на полосы люминофора только одного определенного цвета, а это улучшает чистоту цвета.

Несмотря на не очень подходящие конструктивные параметры, колорнетрон позволяет создать портативный цветной телевизор, удовлетворяющий в основном всем требованиям портативности. Японская фирма «Yao Electric» разработала портативный цветной телевизор «Колорнет GTC-9» с таким кинескопом. Основные характеристики телевизора «Колорнет GTC-9» близки к соответствующим характеристикам черно-белого телевизора с тем же размером экрана.

По сравнению с аналогичной черно-белой моделью телевизор «Колорнет ГТС-9» занимает в 1,75 раза больший объем, имеет в 1,32 раза большую массу и потребляет в 1,68 раза больше энергии от батареи.

Совершенствование технологии нанесения на экран полосок люминофоров и изготовления бипотенциальных сеток в процессе модернизации однолучевых хроматронов позволило изъять фокусирующую сетку и тем самым существенно упростить конструкцию кинескопа, уменьшить его габариты, сделать его более легким и дешевым. Такой кинескоп (типа С6003) был разработан фирмой «Ragamount» (США). А использование его фирмой «Fairchild» (США) позволило еще более улучшить характеристики разработанного ею цветного телевизора.

В нашей стране специально для портативных цветных приемников разработан малогабаритный однолучевой хроматрон типа 25ЛЖ1Ц, названный хромоскопом [6]. Технические характеристики опытного образца портативного телевизора, использующего этот кинескоп, приведены в табл. 1.2. Как видно, параметры портативности телевизора на однолучевом хроматроне мало отличаются от соответствующих моделей черно-белых телевизоров. Размеры, масса, энергопотребление у них примерно одинаковы. Это говорит о том, что из всех рассмотренных принципов получения цветного изображения телевизоры с однолучевым хроматроном наилучшим образом отвечают требованиям портативности, а это обуславливает реальную возможность создания действительно портативного приемника цветного телевидения.

2

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ БЛОК

2.1. Принципы построения и технические характеристики

Особенности ВЧ блока. Во всех современных портативных телевизорах, как и в телевизорах первого поколения, высокочастотная приемная часть строится по супергетеродинному принципу. Поэтому общие особенности построения ВЧ блока и назначение его отдельных элементов в основном сохраняются. Однако на построение принципиальной схемы и конструкцию ВЧ блока существенно влияет требование обязательного приема телевизионных программ во всем диапазоне (метровом и дециметровом), а также более высокие требования к качественным показателям приема (чувствительность, избирательность, коэффициент шума, перекрестные искажения).

Блок ВЧ удовлетворяет современным требованиям, если в диапазоне метровых (МВ) и дециметровых (ДМВ) волн он обеспечивает следующие параметры (для отечественного телевизионного стандарта).

Чувствительность, мкВ, в диапазоне:

МВ	30
ДМВ	80

Избирательность, дБ, не менее:

по соседнему каналу	30
по зеркальному каналу	45

Подавление сигналов промежуточной частоты, дБ 40

Неравномерность амплитудно-частотной характеристики, %, не более 30

Коэффициент шума, дБ 5

Перекрестная модуляция, %, при напряжении мешающего сигнала 0,1 В, не более 1

Коэффициент усиления, не менее 10

Динамический диапазон изменения входного сигнала:

от уровня шумов типа «снег» до переизлучки $(5 \cdot 10^{-6} \div 1)$ В

при неизменном уровне выходного сигнала	($5 \cdot 10^{-3} \div 0,1$) В
Уход частоты гетеродина, кГц:	
после прогрева	100
при изменении напряжения питающей сети на $\pm 10\%$	50
Излучение гетеродина, мкВ/м, на расстоянии 30 м:	
на каналах с 1 по 5	150
на каналах с 6 по 12	50

Помимо указанных технических характеристик, ВЧ блок должен выполнять следующие функции: селекцию телевизионных каналов в диапазонах МВ и ДМВ, усиление принимаемых высокочастотных сигналов, преобразование этих сигналов в сигналы промежуточной частоты. В портативных телевизорах первого поколения эти функции, как правило только в диапазоне МВ, обеспечивались селекторами каналов (СКМ) с механическими переключателями дискового и барабанного (галетного) типов. Селекторы дециметрового диапазона (СКД) применялись редко, а если и применялись, то в основном в виде приставок к телевизору.

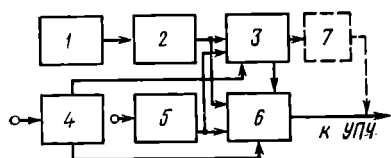


Рис. 2.1. Структурная схема ВЧ блока: 1 — антенное устройство; 2 — согласующее устройство; 3 — СКД; 4 — АРУ ВЧ блока; 5 — автомат точной настройки; 6 — СКМ; 7 — дополнительный каскад УПЧ

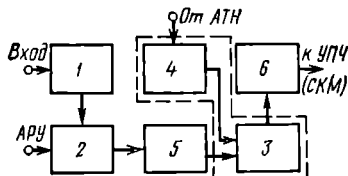


Рис. 2.2. Структурная схема селектора каналов: 1 — входное устройство; 2 — УВЧ; 3 — преобразователь частоты; 4 — гетеродин; 5 — полосовой фильтр; 6 — выходное устройство

В современных портативных телевизорах также часто используются СКМ с механическими переключателями. Однако их схема и конструкция обязательно предусматривают совместную работу с СКД. Конструктивно селекторы каналов выполняются либо в виде двух отдельных блоков СКМ и СКД, либо одного комбинированного блока, обеспечивающего настройку на любой канал метрового и дециметрового диапазонов. В некоторых новых моделях портативных телевизоров применяются селекторы с электронным переключением каналов и электронной настройкой. При этом, как правило, используется кнопочное управление селектором. Устройства дистанционного управления применяются редко и лишь в телевизорах первой подгруппы.

Структурная схема. В общем случае в состав ВЧ блока (рис. 2.1), помимо селекторов каналов СКМ и СКД, входят: антенное устройство, согласующее устройство, устройство АРУ, автомат точной настройки (АТН) или, как его часто называют, автомат подстройки частоты гетеродина (АПЧГ).

Антенное устройство должно обеспечивать прием телевизионных программ как в метровом, так и в дециметровом диапазонах волн. С этой целью может быть использована одна общая встроенная антенна с переключением входов СКМ и СКД или две отдельные антенны для каждого диапазона. Помимо встроенных антенн, во всех телевизорах предусматривается возможность подключения внешней антенны. Согласующее устройство выполняет функцию согласования антенного устройства с селекторами каналов во всем телевизионном диапазоне и подавления обратного излучения. Устройство АРУ автоматически регулирует усиление блоков СКМ и СКД при изменении входного сигнала. Автомат точной настройки в портативных телевизорах применяется довольно редко. Чаще настройка в выбранном канале производится вручную с помощью конденсатора переменной емкости или электронного устройства.

В портативных телевизорах применяются два способа подачи сигнала с ВЧ блока на УПЧ при приеме программ в дециметровом диапазоне: непосредственно с выхода СКД на вход УПЧ и через СКМ. В первом варианте при

приеме сигнала дециметрового диапазона напряжение питания снимается с СКМ и подается на СКД. Поскольку в диапазоне ДМВ блок ВЧ имеет меньшее усиление, чем в диапазоне МВ, то для получения примерно одинаковой чувствительности телевизора в обоих диапазонах можно воспользоваться дополнительным каскадом УПЧ (блок 7 на рис. 2.1), который включается между СКД и УПЧ. Первый вариант подключения СКД в портативных телевизорах применяется редко и лишь в моделях со сравнительно большими размерами экрана.

Во втором варианте отпадает необходимость в дополнительном каскаде УПЧ. Его функцию выполняет СКМ. С этой целью в дециметровом диапазоне выход СКД подключается к входу СКМ или к входу преобразователя частоты СКМ. В первом случае переключатель СКМ должен иметь одно дополнительное положение. При переключении СКМ в это положение на СКД подается напряжение питания и усилитель высокой частоты (УВЧ) и преобразователь частоты (ПЧ) блока СКМ усиливают сигнал, поступающий с выхода СКД. Во втором случае в СКМ отключается напряжение гетеродина, а ПЧ усиливает телевизионный сигнал по промежуточной частоте. В обоих случаях СКД должен преобразовать принимаемый сигнал дециметрового диапазона в сигнал промежуточной частоты. Выбор способа приема телевизионных программ в диапазоне ДМВ определяется конкретными требованиями, предъявляемыми к телевизору, и параметрами высокочастотных транзисторов.

Устройство блоков СКМ и СКД в общем виде поясняет рис. 2.2. Нагрузкой ПЧ является резонансный контур или трансформатор, который служит для выделения сигнала промежуточной частоты и согласования СКМ с УПЧ или СКД с СКМ.

В общем виде блок СКД по своей структуре совпадает с СКМ. Он также содержит входное устройство (или преселектор), УВЧ, гетеродин, преобразователь частоты, выходное устройство. Схема рис. 2.2 изображена для случая, когда дополнительное усиление в диапазоне ДМВ обеспечивается ПЧ блока СКМ. В СКД не обязательно наличие УВЧ. Функции преобразования частоты и генерирования высокочастотных сигналов могут быть совмещены в одном элементе СКД (обозначено пунктиром на рис. 2.2). СКД обеспечивает плавную настройку телевизора на каналы диапазона ДМВ.

Поскольку усиливаемые ВЧ блоком сигналы имеют низкий уровень, то в селекторах применяются маломощные транзисторы, работающие на частотах до 250 МГц для СКМ и до 800 МГц для СКД. Максимально допустимая мощность рассеивания у них составляет несколько десятков милливатт. Основное требование к транзисторам ВЧ блока — достаточно большое усиление сигналов на высоких частотах. Применение транзисторов в ВЧ блоке вызывает ряд трудностей, связанных со специфическими свойствами транзисторов: малыми входными и выходными сопротивлениями, наличием межэлектродных емкостей, температурной нестабильностью параметров и их зависимостью от частоты и режима работы. Большая разница между значениями входных и выходных сопротивлений затрудняет оптимизацию согласованных каскадов с целью получения максимального коэффициента усиления. Межэлектродные емкости являются причиной самовозбуждения каскадов. Для устранения самовозбуждения приходится усложнять схему ВЧ блока, вводя цепи нейтрализации. Серьезные трудности возникают также в связи с обеспечением нужной АЧХ при автоматической регулировке усиления. Для получения нужных параметров ВЧ блока портативных телевизоров, точности и стабильности настройки, минимальных искажений сигналов в СКМ и СКД применяются высокочастотные транзисторы, специально разработанные с учетом функциональных особенностей каскадов, в которых они работают. Благодаря этому удалось повысить качественные показатели ВЧ блока и одновременно упростить электрическую схему.

Помимо особенностей применяемых элементов и, в частности, транзисторов на схемные и конструктивные параметры ВЧ блока в значительной степени влияют частотные особенности телевизионного стандарта, в соответствии с которым формируется полный телевизионный сигнал.

Амплитудно-частотная характеристика ВЧ блока определяется свойствами частотного спектра полного телевизионного сигнала, в котором закодирована информация изображения и звукового сопровождения. Низкочастотные сигнала-

лы изображения и звука передаются путем модуляции несущих частот соответственно $f_{н.з}$ и $f_{н.в}$. При этом во всех телевизионных стандартах принята амплитудная модуляция (АМ) сигнала несущей частоты изображения $f_{н.в}$ видеосигналом яркости E_y . Для передачи сигнала звукового сопровождения на несущей $f_{н.з}$ применяется как АМ, так и частотная модуляция (ЧМ). В процессе передачи сигнала изображения частично подавляется одна боковая полоса АМ сигнала, что позволяет сузить полосу телевизионного канала без ущерба для качества изображения.

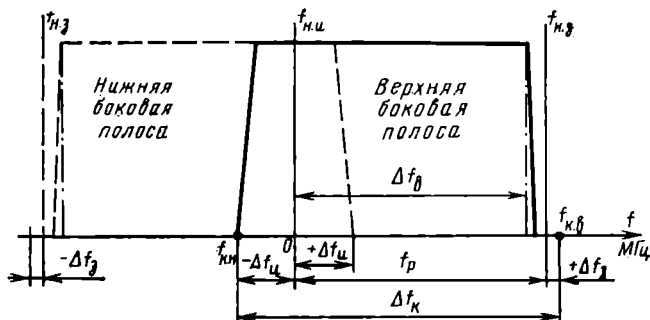


Рис. 2.3. Амплитудно-частотная характеристика телевизионного канала

Большинство стандартов предусматривает подавление нижней боковой полосы. В этом случае входная АЧХ ВЧ блока в идеализированной форме должна иметь вид, показанный сплошной линией на рис. 2.3. Сигналы звукового сопровождения передаются на $f_{н.з}$ за пределами верхней боковой полосы сигнала изображения, т. е. $f_{н.з} > f_{н.в}$. Во французском телевизионном стандарте на некоторых каналах применяется передача нижней боковой полосы сигнала изображения. На этих каналах ВЧ блок должен иметь входную АЧХ, показанную пунктиром на рис. 2.3. В этом случае $f_{н.з} < f_{н.в}$.

Расстояние между несущими частотами, характеризующееся разностной частотой $f_p = f_{н.з} - f_{н.в}$ в случае передачи верхней боковой полосы и $f_p = f_{н.в} - f_{н.з}$ при передаче нижней боковой, определяет ширину полосы видеоканала Δf_v . Величина полосы Δf_v однозначно определяет максимально возможную четкость изображения по горизонтали. Остаток частично подавленной нижней или верхней боковых полос характеризуется диапазоном $\pm \Delta f_n$, где знак «минус» соответствует случаю подавленной нижней боковой полосы, а «плюс» — верхней. Величина Δf_n определяет нижнюю частоту канала $f_{к.в} = f_{н.в} - \Delta f_n$ для случая подавленной нижней боковой, а для случая верхней подавленной — верхнюю частоту канала $f_{к.в} = f_{н.в} + \Delta f_n$.

Расстояние до соседнего телевизионного канала со стороны $f_{н.з}$ определяется диапазоном $\pm \Delta f_a$ (плюс для случая подавления нижней боковой, минус — верхней боковой полосы). Отсюда найдем верхнюю границу телевизионного канала для первого случая $f_{к.в} = f_{н.з} + \Delta f_a$ и нижнюю границу для второго случая $f_{к.в} = f_{н.з} - \Delta f_a$. Зная частотные диапазоны, отмеченные на рис. 2.3, ширину одного телевизионного канала можно найти по формуле $\Delta f_k = f_p + |\Delta f_n| + |\Delta f_a| = f_{к.в} - f_{к.н}$.

Телевизионные стандарты регламентируют частотные диапазоны метровых и дециметровых волн, распределение каналов в этих диапазонах, частотные параметры АЧХ канала по высокой и промежуточной частотам, параметры разложения изображения и частоты кадровой и строчной разверток, вид модуляции несущих изображения и звука, четкость изображения и пр. В настоящее время в мире действует несколько телевизионных стандартов, отличающихся друг от друга различными параметрами. В крупных странах (СССР и другие соцстраны, большинство капиталистических стран Европы, США, Япо-

ния) в основном используются шесть телевизионных стандартов, охватывающих метровые и дециметровые диапазоны. Обозначение стандартов приведено в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Телевизионные стандарты

Диапазон частот	Обозначение стандартов в			
	СССР и соцстранах	странах материковой Европы	США и Японии	Франция
МВ ДМВ	D K	B G	M M	E L

Как видно из таблицы, стандарты США и Японии имеют одинаковое обозначение для диапазонов МВ и ДМВ, что отражает совпадение основных параметров. Надо сказать, что стандарты D и K, несмотря на различное обозначение, также практически полностью совпадают по параметрам, кроме, конечно, частотных диапазонов.

Основные параметры телевизионных стандартов метрового диапазона приведены в табл. 2.2. Они отличаются шириной каналов, полосой видеочастот, промежуточными частотами изображения $f_{п.и}$ и звука $f_{з.в.}$, параметрами разложения, частотами разверток и пр. Стандарты D, B, M мало отличаются друг от друга. Большие отличия имеет французский стандарт E, который предусматривает 819 строк разложения. Вследствие этого существенно возрастают ширина телевизионного канала и частота строчной развертки. Другими существенными особенностями стандарта E является применение позитивной модуляции несущей изображения и амплитудной модуляции несущей звукового сопровождения. Отмеченные особенности стандарта E значительно влияют на построение схемы и конструкцию портативных телевизоров.

В диапазоне МВ для телевидения отведено 10—12 каналов в пределах частот от 45 до 230 МГц. Распределение несущих частот по каналам метрового диапазона для стандарта D, B, M, E приведено в табл. 2.3, 2.4. Весь диапазон МВ разделен на три частотных поддиапазона I, II, III. Внутри каждого поддиапазона каналы следуют друг за другом через Δf_k без промежуток. Однако граница между поддиапазонами I и II весьма условна, так как промежутки между каналами невелики, да и имеются не у всех стандартов. Поэтому часто поддиапазон II включают в I, как это сделано в табл. 2.3, 2.4. В поддиапазоне III каналы следуют непрерывно через Δf_k . Стандарты B и M имеют соответственно три и два варианта по частотному распределению каналов в зависимости от конкретных условий тех стран, которые их используют.

Для дециметровых каналов телевидения отведен диапазон частот Δf_d от $f_{д.н}=470$ до $f_{д.в}=962$ МГц. Начало диапазона одинаково для всех стандартов K, L, G, M. Диапазон ДМВ разделен на два поддиапазона: IV и V. Поддиапазон IV включает в себя каналы с 21 по 39 стандартов K, L, G и с 14 по 37 стандарта M. Пятый поддиапазон содержит каналы с 40 по 81 для стандартов K, L, G и с 38 по 95 для стандарта M. Количество каналов диапазона ДМВ определяется шириной одного телевизионного канала Δf_k данного телевизионного стандарта и может быть рассчитано по формуле $n=\Delta f_d/\Delta f_k$.

В табл. 2.5 приведены основные параметры телевизионных стандартов для диапазона ДМВ. В ней наряду с другими параметрами указано значение ширины канала Δf_k . Например, для стандарта K $\Delta f_k=958-470=488$ МГц и $\Delta f_k=8$ МГц. Тогда согласно приведенной формуле $n=488/8=61$ канал. Для стандарта M $\Delta f_k=6$ МГц, и поэтому в диапазоне ДМВ укладывается 82 канала.

Как видно из табл. 2.5, французский стандарт L максимально приближен к стандарту K и в связи с этим существенно отличается от своего стандарта E для диапазона МВ. Прежними остались лишь позитивная модуляция поднесущей изображения и АМ поднесущей звукового сопровождения. Стандарт

Основные параметры телевизионных стандартов D, В, М, Е, (диапазон метровых волн)

Стандарты	Количество каналов	Δf_k , МГц	Δf_v , МГц	$f_{п.н.}$, МГц	$f_{п.з.}$, МГц	$f_{р.}$, МГц	$\Delta f_{и.}$, МГц	$\Delta f_{з.}$, МГц	Число строк, разложения	Число кадров в секунду	Частота полей, Гц	Модуляция изображения	Модуляция звука	Длительность строки, мкс	Длительность кадра, мс	Максимальная четкость изображения	
																по горизонтальной	по вертикальной
D	12	8	6	38,0	31,5	6,5	$-1,25$	$+0,25$	625	25	50	АМ негативная	ЧМ	64	40	500	550
В	11 — 10	7	5	Европа					625	25	50	АМ негативная	ЧМ	64	40	400	450
				38,9	33,4	5,5											
				Италия													
				45,75	40,25	5,5											
М	12	6	4	США					525	30	60	АМ негативная	ЧМ	63,5	33,3	350	450
				45,75	41,25	4,5											
				Япония													
				38,4	33,9	4,5											
E	12	14	10,4	28,05	39,2	11,15	$\pm 2,75$	$\pm 0,1$	819	25	50	АМ позитивная	АМ	48,8	40	525	625

Несущие частоты телевизионных стандартов D и В (диапазон метровых волн)

D (OIRT)				В (CCIR)												
СССР и страны				Материковая Европа, ГДР				Италия				Австралия				
Номера диа-пазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	f _{н.в.} , МГц	f _{н.с.} , МГц	Номера диа-пазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	f _{н.в.} , МГц	f _{н.с.} , МГц	Номера диа-пазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	f _{н.в.} , МГц	f _{н.с.} , МГц	Номера диа-пазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	f _{н.в.} , МГц	f _{н.с.} , МГц	
I 48,5—100	1	49,75	56,25	I 47—68	—	—	—	I 52,5—88	A	53,75	59,25	I 45—108	0	46,25	51,75	
	2	59,25	65,75		2	48,25	53,75		B	62,25	67,75		1	57,25	62,75	
	3	77,25	83,75		3	55,25	60,75		C	82,25	87,75		2	64,25	69,75	
	4	85,25	91,75		4	62,25	67,75		D	175,25	180,75		3	86,25	91,75	
	5	93,25	99,75	III 174—230	5	175,25	180,75	E	183,25	188,75	4		95,25	100,75		
III 174—230	6	175,25	181,75		6	182,25	187,75	F	192,25	197,75	5		102,25	107,75		
	7	183,25	189,75		7	189,25	194,75	G	201,25	206,75	III 174—222	5A	138,25	143,75		
	8	191,25	197,75		8	196,25	201,75	H	210,25	215,75		6	175,25	180,75		
	9	199,25	205,75		9	203,25	208,75	HI	217,25	222,75		7	182,25	187,75		
	10	207,25	213,75		III 174—230	10	210,25	215,75	H2	224,25		229,75		8	189,25	194,75
	11	215,25	221,75			11	217,25	222,75						9	196,25	201,75
	12	223,25	229,75	12		224,25	229,75	10						209,25	214,75	
													11	216,25	221,75	

Таблица 2.5

Основные параметры телевизионных стандартов К, Л, G, М
(диапазон дециметровых волн)

Стандарты	Каналы и частоты, МГц, диапазоны		Количество каналов	Δf_k , МГц	Δf_v , МГц	f_p , МГц	Δf_H , МГц	Δf_g , МГц	Число строк разложения	Частота строк, Гц	Частота полей, Гц	Модуляция изображения	Модуляция звука	Длительность строки, мкс	Длительность кадра, мс	Максимальная четкость изображения	
	IV	V														по горизонтали	по вертикали
К	21—39 470—622— —622 —958	40—81	61	8	6,0	6,5	—1,25	+0,25	625	15625	50	АМ негативная	ЧМ	64	40	500	550
Л	21—39 470—622— —622 —958	40—81	61	8	6,0	6,5	—1,25	+0,25	625	15625	50	АМ позитивная	АМ	64	40	500	550
G	21—39 470—622— —622 —958	40—81	61	8	5,0	5,5	—1,25	+1,25	625	15625	50	АМ негативная	ЧМ	64	40	400	450
М	14—37 470—608— —608 —962	38—95	82	6	4,0	4,5	—1,25	+0,25	525	15750	60	АМ позитивная	ЧМ	63,5	33,3	350	450

Несущие частоты телевизионных стандартов М и Е (диапазон метровых волн)

М (FCC)								Е			
США, Латинская Америка				Япония				Франция, Монако			
Номера диапазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	$f_{н.н.}$, МГц	$f_{н.з.}$, МГц	Номера диапазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	$f_{н.н.}$, МГц	$f_{н.з.}$, МГц	Номера диапазонов и их пределы, МГц	Номера каналов	$f_{н.н.}$, МГц	$f_{н.з.}$, МГц
I 54—88	2	55,25	59,75	I 90—108	1	91,25	95,75	I 41,15—68,3	2	52,40	41,25
	3	61,25	65,75		2	97,25	101,75		3	56,15	67,30
	4	67,25	71,75		3	103,25	107,75		4	65,55	54,40
	5	77,25	81,75								
	6	83,25	87,75								
					4	171,25	175,75		5	164,00	175,15
	7	175,25	179,75		5	177,35	181,75		6	173,40	162,25
	8	181,25	185,75		6	183,25	187,65		7	177,15	188,30
	9	187,25	191,75	III 170—222	7	189,25	193,75	III 161,25—215,6	8	186,55	175,40
III 174—216	10	193,25	197,75		8	193,25	197,75		9	185,25	174,10
	11	199,25	203,75		9	199,25	203,75		10	190,30	201,45
	12	205,25	209,75		10	205,25	209,75		11	199,70	188,55
	13	211,25	215,75		11	211,25	215,75		12	203,45	214,60
					12	217,25	221,75			212,85	201,70

Таблица 2.6

Несущие частоты телевизионных стандартов К, L, G (диапазон дециметровых волн)

Номер ка- нала	K, L, G			Номер ка- нала	K, L, G			Номер ка- нала	K, L, G		
	$f_{H.И.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц		$f_{H.И.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц		$f_{H.И.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц	$f_{H.Э.}$ МГц
21	471,25	477,75	476,75	41	631,25	637,75	636,75	61	791,25	797,75	796,75
22	479,25	485,75	484,75	42	639,25	645,75	644,75	62	799,25	805,75	804,75
23	487,25	493,75	492,75	43	647,25	653,75	652,75	63	807,25	813,75	812,75
24	495,25	501,75	500,75	44	655,25	661,75	660,75	64	815,25	821,75	820,75
25	503,25	509,75	508,75	45	663,25	669,75	668,75	65	823,25	829,75	828,75
26	511,25	517,75	516,75	46	671,25	677,75	676,75	66	831,25	837,75	836,75
27	519,25	525,75	524,75	47	679,25	685,75	684,75	67	839,25	845,75	844,75
28	527,25	533,75	532,75	48	687,25	693,75	692,75	68	847,25	853,75	852,75
29	535,25	541,75	540,75	49	695,25	701,75	700,75	69	855,25	861,75	860,75
30	543,25	549,75	548,75	50	703,25	709,75	708,75	70	863,25	869,75	868,75
31	551,25	557,75	556,75	51	711,25	717,75	716,75	71	871,25	877,75	876,75
32	559,25	565,75	564,75	52	719,25	725,75	724,75	72	879,25	885,75	884,75
33	567,25	573,75	572,75	53	727,25	733,75	732,75	73	887,25	893,75	892,75
34	575,25	581,75	580,75	54	735,25	741,75	740,75	74	895,25	901,75	900,75
35	583,25	589,75	588,75	55	743,25	749,75	748,75	75	903,25	909,75	908,75
36	591,25	597,75	596,75	56	751,25	757,75	756,75	76	911,25	917,75	916,75
37	599,25	605,75	604,75	57	759,25	765,75	764,75	77	919,25	925,75	924,75
38	607,25	613,75	612,75	58	767,25	773,75	772,75	78	927,25	933,75	932,75
39	615,25	621,75	620,75	59	775,25	781,75	780,75	79	935,25	941,75	940,75
40	623,25	629,75	628,75	60	783,25	789,75	788,75	80	943,25	949,75	948,75
								81	951,25	957,75	956,75

Таблица 2.7

**Несущие частоты телевизионного стандарта М
(диапазон дециметровых волн)**

Номер ка- нала	$f_{н.и.}$ МГц	$f_{н.э.}$ МГц	Номер ка- нала	$f_{н.и.}$ МГц	$f_{н.э.}$ МГц	Номер ка- нала	$f_{н.и.}$ МГц	$f_{н.э.}$ МГц	Номер ка- нала	$f_{н.и.}$ МГц	$f_{н.э.}$ МГц
14	471,25	475,75	35	597,25	601,75	56	723,25	727,75	77	849,25	853,75
15	477,25	481,75	36	603,25	607,75	57	729,25	733,75	78	855,25	859,75
16	483,25	487,75	37	609,25	613,75	58	735,25	739,75	79	861,25	865,75
17	489,25	493,75	38	615,25	619,75	59	741,25	745,75	80	867,25	871,75
18	495,25	499,75	39	621,25	625,75	60	747,25	751,75	81	873,25	877,75
19	501,25	505,75	40	627,25	631,75	61	753,25	757,75	82	879,25	883,75
20	507,25	511,75	41	633,25	637,75	62	759,25	763,75	83	885,25	889,75
21	513,25	517,75	42	639,25	643,75	63	765,25	769,75	84	891,25	895,75
22	519,25	523,75	43	645,25	649,75	64	771,25	775,75	85	897,25	901,75
23	525,25	529,75	44	651,25	655,75	65	777,25	781,75	86	903,25	907,75
24	531,25	535,75	45	657,25	661,75	66	783,25	787,75	87	909,25	913,75
25	537,25	541,75	46	663,25	667,75	67	789,25	793,75	88	915,25	919,75
26	543,25	547,75	47	669,25	673,75	68	795,25	799,75	89	921,25	925,75
27	549,25	553,75	48	675,25	679,75	69	801,25	805,75	90	927,25	931,75
28	555,25	559,75	49	681,25	685,75	70	807,25	811,75	91	933,25	937,75
29	561,25	565,75	50	687,25	691,75	71	813,25	817,75	92	939,25	943,75
30	567,25	571,75	51	693,25	697,75	72	819,25	823,75	93	945,25	949,75
31	573,25	577,75	52	699,25	703,75	73	825,25	829,75	94	951,25	955,75
32	579,25	583,75	53	705,25	709,75	74	831,25	835,75	95	957,25	961,75
33	585,25	589,75	54	711,25	715,75	75	837,25	841,75			
34	591,25	595,75	55	717,25	721,75	76	843,25	847,75			

Г также незначительно отличается от К. Отличие состоит в более узкой полосе видеочастот. Однако при этом полоса канала остается той же, но увеличиваются промежутки (Δf_3) между каналами. Стандарт М более существенно отличается от трех предыдущих.

Распределение несущих частот изображения и звука между каналами дециметрового диапазона стандартов К, L, G, М приведено в табл. 2.6, 2.7. Каналы в диапазоне ДМВ для всех стандартов следуют непрерывно. Поэтому, зная несущую частоту самого низкочастотного канала диапазона $f_{н1}$, можно найти несущую частоту любого канала по формуле $f_{нn} = f_{н1} + n\Delta f_k$, где n — номер канала дециметрового диапазона, равный 0 для первого, 1 — для второго, 2 — для третьего и т. д.

2.2. Антенные, согласующие и входные устройства

Антенны. В портативных телевизорах, в которых СКМ и СКД выполнены в виде двух конструктивно несвязанных блоков, имеются, как правило, две встроенные антенны. Одна работает совместно с СКМ и обеспечивает прием в диапазоне МВ, а вторая — совместно с СКД обеспечивает прием в диапазоне ДМВ. Различие указанных частотных диапазонов отражается на конструкции встроенных антенн. В диапазоне МВ обычно применяются несимметричные или симметричные четвертьволновые вибраторы с волновым сопротивлением 75 Ом, причем чаще применяются антенны первого типа.

Действующая высота штыревой телескопической антенны определяется выражением

$$h_d = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{\lambda} l}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} l},$$

где λ — длина волны принимаемого сигнала; l — геометрическая длина антенны. Как видно из этого выражения, действующая длина антенны определенной геометрической длины зависит от длины волны частотного диапазона, в котором производится прием телевизионной программы. Очевидно наибольшее значение h_d будет иметь место для самого низкочастотного канала диапазона МВ. Величиной h_d определяется напряжение сигнала, подаваемого на вход СКМ, которое не должно быть ниже чувствительности приемника. Из этих соображений выбирается геометрическая длина антенны для низкочастотного канала метрового диапазона. Если известна напряженность поля в месте приема $E_{пр}$, то напряжение сигнала в антенне будет примерно равно $U_a \approx lE_{пр}$. При этом U_a не должно быть меньше пороговой чувствительности приемника. Для обеспечения достаточно высокой чувствительности длина антенны должна составлять 80—100 см. На более высокочастотных каналах для обеспечения той же чувствительности требуется меньшая длина антенны. Телескопическая конструкция штыревой антенны позволяет производить настройку путем изменения ее длины.

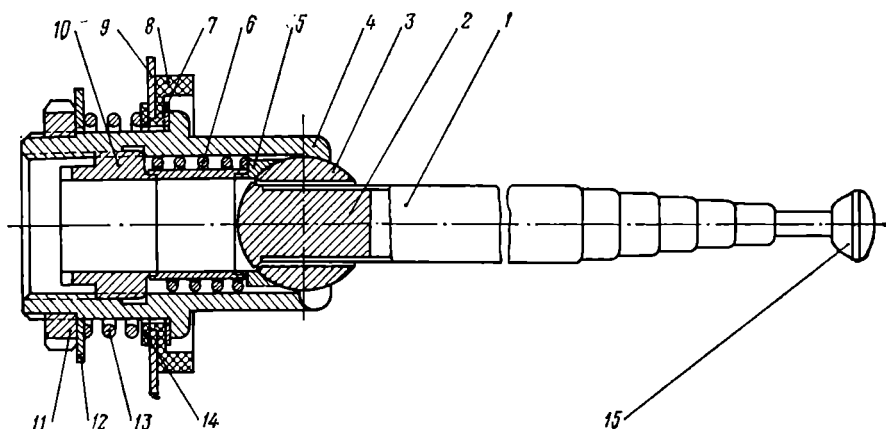


Рис. 2.4. Конструкция телескопической антенны

Кроме того, благодаря шарнирному закреплению штыревой антенны можно менять угол ее наклона и поворота. Максимальный угол поворота составляет 360° , а угол наклона близок к 180° . Такое изменение угла наклона необходимо, так как поле телевизионного сигнала имеет горизонтальную поляризацию. Для некоторого увеличения действующей высоты штыревой антенны на ее конце располагается металлический шарик диаметром 6—10 мм. Этот шарик эквивалентен емкостной нагрузке четвертьволнового вибратора.

Конструкция штыревой телескопической антенны иллюстрируется рис. 2.4. Антенный узел содержит собственно телескопическую антенну 1, приспособление шарнирного закрепления (детали 2—6, 10) и устройство крепления антенны на шасси 9 телевизора (детали 7—9, 11—14). Антенна состоит из шести концентрически расположенных внутри друг друга латунных тонкостенных трубок различного диаметра и одного стержня, на конце которого имеется металлический шарик 15, позволяющий увеличить действующую высоту антенны без увеличения ее геометрической длины. Приспособление шарнирного закрепления антенны состоит из сферического шарнира 3, заглушки 2, внешней втулки 4, сферического упора 5, пружины 6 и гайки 10. Перед установкой антенны в отверстие шасси телевизора под выступ внешней втулки 4 подкладывается контактная шайба 7 с лепестком и изоляционная шайба 8. К лепестку припаивается кабель, соединяющий антенну с СКМ. Мягкий способ крепления антенного узла на шасси, обеспечиваемый пружиной 13, позволяет при максимальном наклоне антенны производить ее поворот вместе с внешней втулкой 4. Антенна рассмотренной конструкции применяется во многих телевизорах.

Во всех портативных телевизорах предусмотрена возможность подключения внешней антенны, что позволяет улучшить прием при работе телевизора в стационарных условиях, особенно в больших городах, где не всегда обеспечивается уверенный прием на встроенную антенну. Большинство телевизоров позволяют подключить внешнюю антенну диапазона МВ, рассчитанную на волновое сопротивление 75 или 300 Ом. Поскольку все ВЧ блоки имеют входное сопротивление 75 Ом, то внешняя антенна первого типа может подключаться непосредственно к входу СКМ. Для этого в телевизоре имеется специальное гнездо. Как правило, при подключении внешней антенны встроенная антенна МВ автоматически отключается. Применяются также ручные переключатели типа антенны.

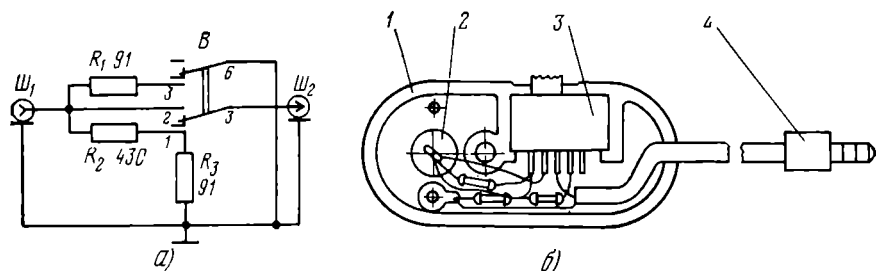


Рис. 2.5. Схема (а) и конструкция (б) переходного делителя

В большинстве случаев внешняя антенна МВ с волновым сопротивлением 75 Ом подключается к телевизору через переходник, позволяющий изменять коэффициент деления входного сигнала без нарушения режима согласования антенны. Принципиальная схема такого переходника показана на рис. 2.5а. На разъем Ш1 поступает сигнал с внешней антенны, а штекерный разъем Ш2 подключается к соответствующему гнезду телевизора. Когда переключатель В находится в положении, показанном на рисунке, сигнал на выходе переходника ослабляется относительно сигнала на входе примерно в 10 раз. При этом входное и выходное сопротивления переходника равны 75 Ом. Действительно,

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{91(430 + 91)}{91 + 430 + 91} = 75 \text{ Ом.}$$

Когда переключатель В находится в верхнем положении, то выход переходника непосредственно соединяется со входом и сигнал проходит без ослабления. Конструкция переходника схематично показана на рис. 2.5б. На нем обозначено: 1 — корпус переходника; 2 — входной разъем Ш1; 3 — переключатель В; 4 — выходной штекер Ш2.

За рубежом распространены наружные антенны, которые соединяются с телевизором с помощью ленточного кабеля с волновым сопротивлением 300 Ом. Поэтому в портативных телевизорах предусмотрена возможность подключения такой антенны. Для этого в них имеются согласующие трансформаторы, преобразующие входное сопротивление 300 Ом в выходное 75 Ом.

В большинстве своем портативные телевизоры предназначены для работы в автомобиле. Такие телевизоры укомплектованы набором автомобильных антенн, улучшающих прием телепередачи при быстрой езде. Например, японская фирма «Sony» портативные телевизоры комплектует автомобильной антенной, представляющей собой симметричный четвертьволновый вибратор. Каждое плечо диполя конструктивно выполнено аналогично телескопической антенне. Изменением их длины добиваются наилучшего качества приема сигналов метрового диапазона. Кроме того, антенна имеет специальное переходное устройство со ступенчатым переключателем делителя сигнала на пять положений. Антенна закрепляется на боковом стекле автомобиля с помощью зажима. Однако такое расположение антенны не является наилучшим, так как возможно ее экранирование кузовом автомобиля. В последнее время фирма «Sony» применяет улучшенный вариант автомобильной антенны. Антенна имеет обтекаемую подставку, на которой закреплен симметричный диполь с настраиваемыми вибраторами. Антенна устанавливается на крыше автомобиля с помощью ре-

этих присосок. Для надежности закрепления перед ее установкой крыша автомобиля в нужном месте покрывается специальной клеей смазкой. Использование дополнительного вибратора, пересекающего диполь под прямым углом, обеспечивает почти круговую диаграмму направленности антенны. При работе с такой антенной качество приема практически не зависит от положения автомобиля относительно передающей станции.

Подключаются дополнительные автомобильные антенны через гнездо внешней антенны. Если их сопротивление отличается от 75 Ом, то используются согласующие трансформаторы. Согласующие трансформаторы служат только для согласования сопротивлений и не участвуют в формировании АЧХ блока ВЧ.

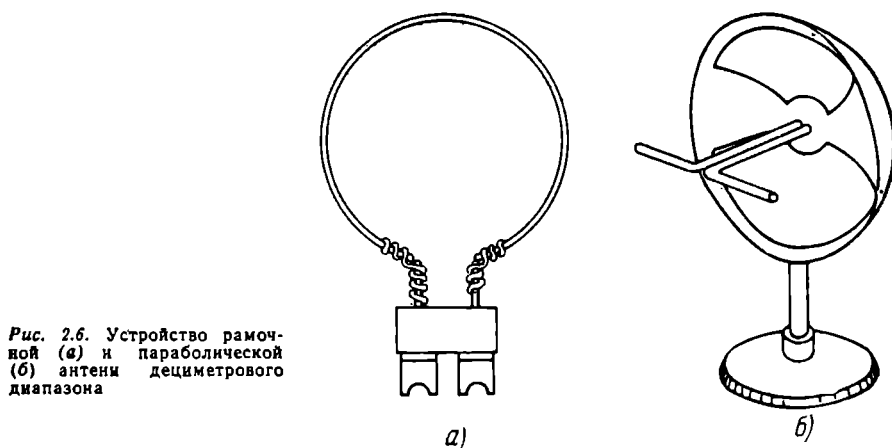


Рис. 2.6. Устройство рамочной (а) и параболической (б) антенны дециметрового диапазона

Антенны дециметрового диапазона по своему устройству существенно отличаются от антенн диапазона МВ. В портативных телевизорах для диапазона ДМВ применяются два типа антенн: рамочные (рис. 2.6а) и параболические (рис. 2.6б). Они могут закрепляться на корпусе телевизора либо устанавливаться на отдельных подставках. Наиболее распространены рамочные антенны, которые могут иметь круглую, прямоугольную или ромбическую форму.

Круглая рамочная антенна типа AN-15 (см. рис. 2.6а), применяемая фирмой «Сору», имеет диаметр 150 мм. Круглая часть рамки шарнирно закреплена на штырях переходника с помощью двух пружин. Такое соединение обеспечивает возможность поворота антенны вокруг вертикальной оси почти на 180° в одну сторону. Кроме того, имеется возможность наклона рамки в обе стороны почти на 360° . Такая подвижность рамки позволяет выбирать ее положение, соответствующее наилучшему приему. С помощью двух зажимов антенна устанавливается на корпусе телевизора.

Параболическая антенна типа AN-55 фирмы «Sony» (см. рис. 2.6б) состоит из двух основных частей: отражателя параболической формы и симметричного четвертьволнового вибратора (диполя), расположенного в фокусе отражателя. Параболический отражатель концентрирует поле принимаемого сигнала в месте расположения диполя и тем самым значительно повышает коэффициент усиления антенны. Кроме того, параболический отражатель способствует улучшению диаграммы направленности антенны. При установке такой антенны на корпусе телевизора она имеет возможность вращения вокруг вертикальной оси на 360° . В большинстве случаев антенны дециметрового диапазона имеют волновое сопротивление 75 Ом. В противном случае применяются согласующие устройства.

Согласующие и входные устройства предназначены для согласования волнового сопротивления применяемых антенн с входными сопротивлениями СКМ и СКД, а также для формирования АЧХ блока ВЧ. Поэтому, кроме согласующего трансформатора, в ВЧ блоке на входе обычно включаются входные устройства, обеспечивающие нужную избирательность и коэффициент бегущей волны (КБВ) фидера связи антенны с СК. Фидер связи включает в себя сог-

ласующий трансформатор, кабельное соединение и входное устройство. Фидер связи должен быть эквивалентным для принимаемого диапазона частот, т. е. не иметь скачков волнового сопротивления. В противном случае ухудшается коэффициент передачи фидера и появляется обратное излучение приемной антенной сигналов, отраженных от неоднородностей фидера. Особенно опасно излучение колебаний гетеродина, которое оказывает помехи приему радиовещания. На всех каналах КВБ должен быть не хуже 0,4—0,5.

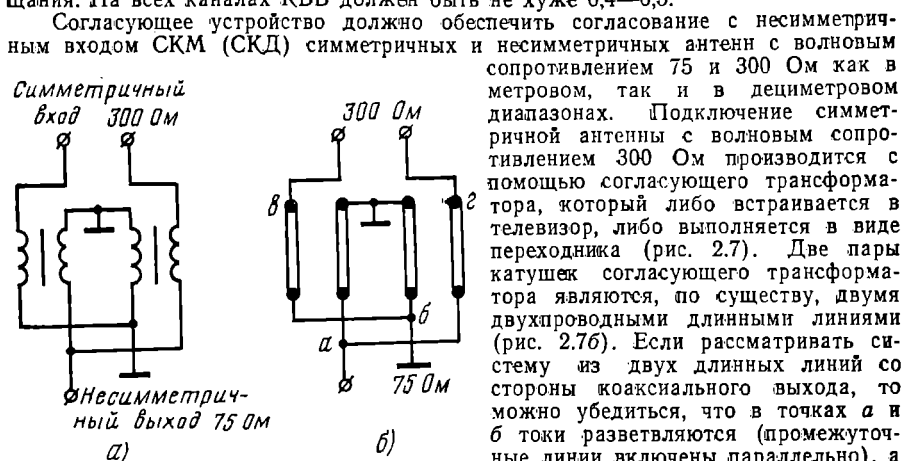


Рис. 2.7. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы согласующего трансформатора

ченены последовательно). Учитывая, что выходное сопротивление между точками а и б равно $R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}/I_{\text{вых}}$, найдем входное сопротивление между точками в и г:

$$R_{\text{вх}} = \frac{2U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}/2} = 4 \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} = 4R_{\text{вых}}.$$

Таким образом, с помощью согласующего трансформатора входное сопротивление СКМ (СКД) можно повысить в 4 раза и для случая, когда $R_{\text{вых}} = 75$ Ом, $R_{\text{вх}} = 300$ Ом. Включение трансформатора одновременно обеспечивает фазирование токов и напряжений при переходе от симметричного входа к несимметричному выходу. Из рис. 2.76 видно, что волновое сопротивление каждой промежуточной линии должно быть вдвое больше выходного сопротивления, т. е. 150 Ом.

В качестве входного устройства ВЧ блока в портативных телевизорах используется резонансный контур в сочетании с фильтрами. Входное сопротивление УВЧ блока СКМ, выполненного по схеме с общим эмиттером на современных высокочастотных транзисторах, на верхней частоте диапазона МВ составляет 20—50 Ом, т. е. меньше волнового сопротивления фидера связи. Согласование по входу достигается неполным включением резонансного контура в цепи подачи сигнала на УВЧ. Практические схемы построения входных цепей блока СКМ приведены на рис. 2.8. В схеме рис. 2.8а входной резонансный контур образован конденсаторами C_3 , C_6 и катушками индуктивности L_4 , L_5 . Применение двух переключаемых катушек во входной цепи УВЧ позволяет осуществить автотрансформаторное подключение транзистора УВЧ к контуру. Антенна через фильтр верхних частот (C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , L_1 , L_2 , L_3) не полностью подключается к входному контуру (в средней точке между конденсаторами C_5 , C_6).

В схеме рис. 2.8б применена трансформаторная связь антенны с входным контуром, а транзистор УВЧ согласован с помощью емкостного делителя на конденсаторах C_3 , C_4 . В схеме рис. 2.8в согласование антенны и транзистора УВЧ производится с помощью емкостных делителей. Способ согласования, по-

казанный на рис. 2.8б, обеспечивает снижение перекрестной модуляции в тех случаях, когда несущая частота сигналов изображения ниже несущей частоты сигналов звукового сопровождения и близка к несущей частоте сигналов звукового сопровождения соседнего канала. При этом также уменьшается влияние изменения входного сопротивления УВЧ на коэффициент бегущей волны. На высокочастотных каналах входное сопротивление УВЧ меньше, чем волновое сопротивление фидера, поэтому при их согласовании коэффициент передачи по напряжению входного устройства меньше единицы.

При согласовании стремятся в первую очередь добиться такой трансформации волнового сопротивления антенны, чтобы получить минимум коэффициента шума. Если при этом возникает некоторое рассогласование входной цепи, то потери в усилении мощности из-за этого, как правило, невелики. Чтобы добиться минимального шума ВЧ блока, желательно, чтобы добротность

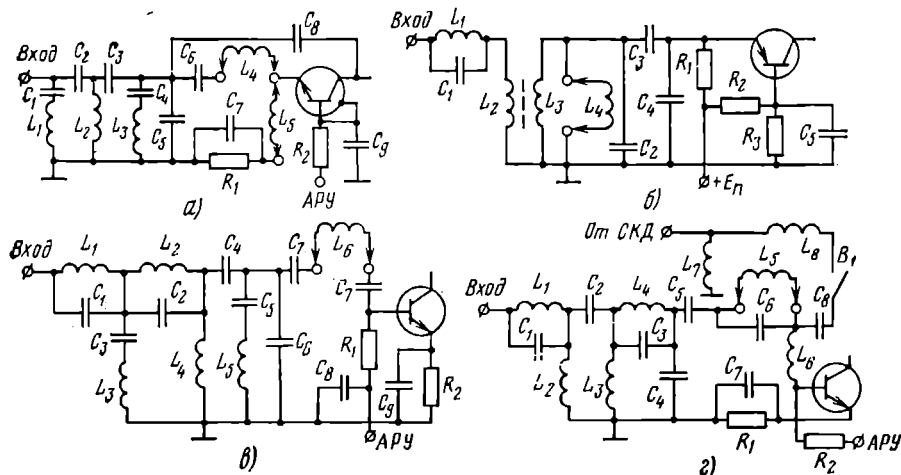


Рис. 2.8. Принципиальные схемы входных устройств

$Q_{вх}$ входного контура в нагруженном состоянии была бы возможно более низкой, так как при этом снижаются вносимые потери. Если руководствоваться только этими соображениями, то потребуются расширение полосы пропускания входного устройства до 30—50 МГц. Однако, чтобы обеспечить необходимую избирательность и устранить перекрестные искажения, полоса пропускания входного устройства не должна превышать ширины телевизионного канала Δf_k . Например, отечественный телевизионный стандарт предусматривает $\Delta f_k \approx 8$ МГц. На низкочастотных каналах метрового диапазона при добротности входного контура, равной

$$Q_{вх.э} = \frac{f_{н.1}}{\Delta f_k} = \frac{49,75}{8} \approx 6,3.$$

обеспечивается необходимая избирательность.

На более высокочастотных каналах при той же добротности (конденсаторы контура остаются прежними) происходит расширение полосы пропускания. Поэтому в портативных телевизорах избирательность по соседнему и зеркальному каналам на 6—12 телевизионных каналах ниже, чем на 1—5.

Для обеспечения достаточно большого усиления при малом коэффициенте шума и хорошей избирательности во входную цепь ВЧ блока включают фильтры верхних частот, фильтры-пробки. На рис. 2.8 показаны различные варианты этих фильтров. Простейший вариант помехоподавляющей цепи — одиночный фильтр-пробка L_1C_1 в схеме рис. 2.8б. Он подавляет помехи на промежуточной частоте. Чтобы его настройка не зависела от межэлектродных емкостей транзистора УВЧ, емкость конденсатора C_1 берется достаточно большой (50—100 пФ). Более высокую избирательность обеспечивает многосвязный Г-образ-

ный фильтр верхних частот (см. рис. 2.8а). Применяется также сочетание многозвенных фильтров с одним или двумя фильтрами-пробками (см. рис. 2.8в, г).

Согласование блоков СКМ и СКД. В портативных телевизорах с отдельными блоками СКМ и СКД обязательно производится согласование СКД с

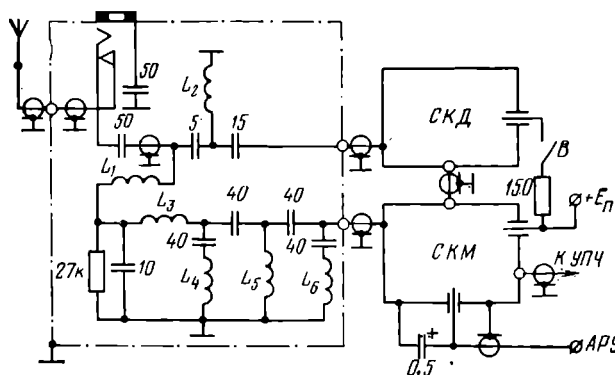


Рис. 2.9. Схема входного устройства ВЧ блока телевизора CVM-90UM

СКМ по выходу и СКД с антенной по входу. Способы согласования зависят, во-первых, от того, с отдельной или общей антенной работает СКД и, во-вторых, в какую точку схемы СКМ подается сигнал с выхода СКД. На рис. 2.9 приведена схема подачи сигнала на входы СКМ и СКД от общей антенны. Входное устройство в диапазоне МВ представляет собой помехоподавляющий

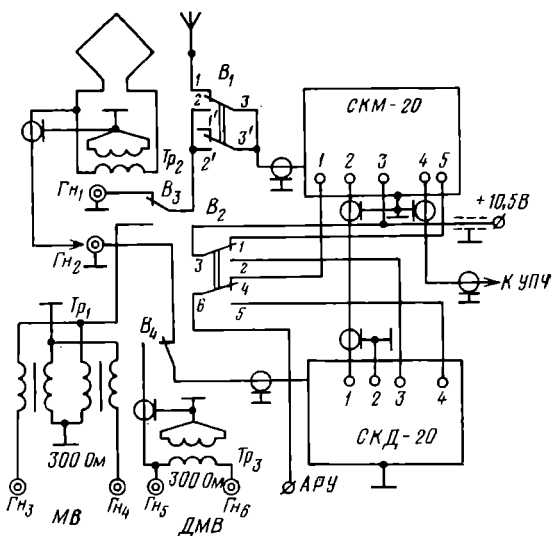


Рис. 2.10. Схема согласующего устройства телевизора «Юность-401Д»

фильтр верхних частот и по структуре мало отличается от схем, приведенных на рис. 2.8. В диапазоне ДМВ согласующее устройство содержит два конденсатора и одну катушку индуктивности. Как видно, оно существенно проще входного устройства диапазона МВ. Это стало возможным благодаря особенностям СКД. Отсутствие УВЧ в СКД и применение четвертьволновых длинных линий позволяет получить довольно высокую добротность входного контура,

что обеспечивает необходимую избирательность без применения сложных резонансных систем.

Вариант ВЧ блока, в котором СКМ и СКД работают с отдельными антеннами, представлен на рис. 2.10. По этой схеме производится согласование СКД и СКМ между собой и с антеннами в телевизоре «Юность-401Д». В телевизоре имеются встроенные телескопическая антенна МВ и рамочная антенна ДМВ, которая подключается с помощью гнезда $Гн_2$. С помощью переключателя B_1 вместо телескопической антенны через гнездо $Гн_1$ может быть подключена внешняя антенна с волновым сопротивлением 75 Ом. Через гнезда $Гн_3$, $Гн_4$ и согласующий трансформатор Tr_1 с помощью переключателя B_2 на вход СКМ подключается внешняя симметричная антенна. Переключатель B_4 позволяет подключить внешнюю рамочную антенну с волновым сопротивлением 300 Ом к входу СКД. Для ее согласования используется трансформатор Tr_2 .

Переключение диапазонов МВ и ДМВ производится переключателем B_2 . Положение переключателя, данное на рис. 2.10, соответствует работе ВЧ блока в диапазоне МВ. В этом случае отключается напряжение питания от гетеродина СКД (клемма 3 на его корпусе). На клемму 4 не подается напряжение АРУ. При этом работает только блок СКМ. В положении ДМВ напряжение питания (+10,5 В) отключается от гетеродина СКМ (клемма 5) и подается на гетеродин СКД (клемма 3). Напряжение АРУ с клеммы 1 СКМ переключается на клемму 4 СКД. Блок СКД преобразует принимаемый высокочастотный сигнал в сигнал промежуточной частоты. С его выхода (клемма 1) этот сигнал поступает на вход преобразователя частоты (клемма 2) блока СКМ. В этом случае ПЧ выполняет функцию дополнительного усилителя промежуточной частоты. Согласование СКД с СКМ зависит от конкретного выполнения схем УВЧ и ПЧ и поэтому будет подробнее рассмотрено в следующих параграфах.

2.3. Селекторы каналов метрового диапазона

Усилитель высокой частоты является одним из основных каскадов СКМ, во многом определяющим его параметры. Усиление СКМ, фактор шума, чувствительность зависят в первую очередь от работы УВЧ. Получение необходимых параметров осложняется из-за регулировки усиления, вызывающей изменение режима транзистора. В СКМ современных портативных телевизоров применяются два способа включения транзистора УВЧ: по схеме с общей базой и с общим эмиттером. Реже применяется каскадная схема на двух транзисторах, первый из которых включен по схеме с общим эмиттером, а второй — по схеме с общей базой. При создании портативных телевизоров первого поколения лучшие высокочастотные транзисторы имели граничную частоту, не превышающую 200—300 МГц. Поэтому, чтобы повысить частотный предел, транзистор УВЧ чаще включался по схеме с общей базой. При этом учитывалось, что транзистор, применяемый в УВЧ, должен обеспечивать усиление каскада не менее 10 дБ на частоте 220 МГц. Схемы СКМ, в которых УВЧ выполнен по схеме с общей базой, приведены на рис. 2.11 и 2.12.

Обычные сплавные транзисторы могут удовлетворительно работать на частотах не выше нескольких десятков мегагерц, и поэтому для ВЧ блоков были разработаны специальные диффузионные транзисторы. По технологии и конструкции различаются дрейфовые, микросплавные диффузионные, мезатранзисторы, постсплавные диффузионные, эпитаксиальные транзисторы. Дрейфовые германиевые транзисторы отличаются от сплавных не только высокочастотной характеристикой, но также малой выходной емкостью (1—5 пФ), которая в 5—10 раз меньше, чем у сплавных германиевых транзисторов. В настоящее время имеются высокочастотные кремниевые транзисторы с граничной частотой до 500—800 МГц.

В современных портативных телевизорах транзистор УВЧ чаще включается по схеме с общим эмиттером (рис. 2.13, 2.14). Такое включение позволяет получить большее усиление каскада, минимальный коэффициент шума при достаточно большом коэффициенте бегущей волны, большую глубину АРУ, меньшие искажения АЧХ от действия АРУ по сравнению с УВЧ, в котором транзистор включен по схеме с общей базой. Транзистор УВЧ работает в режиме



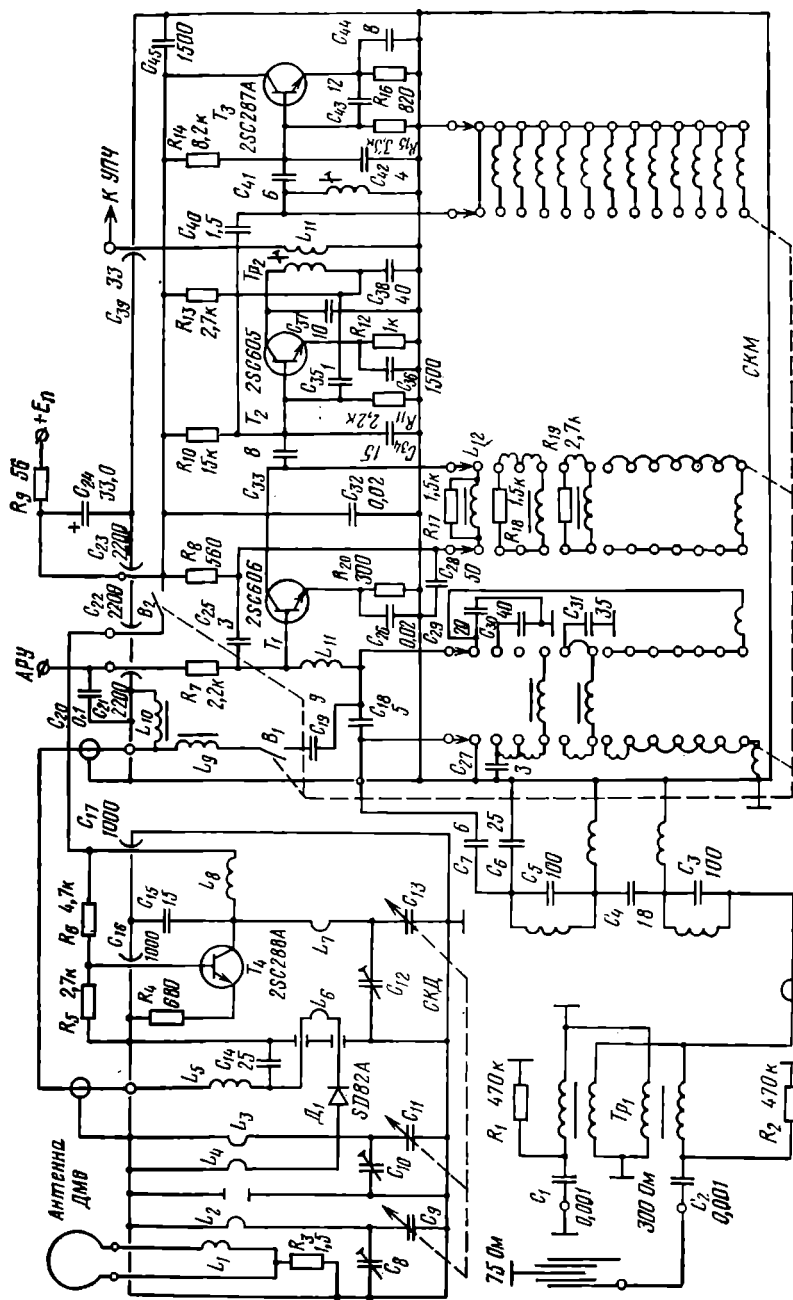


Рис. 2.13. Принципиальная схема ВЧ блока телевизора 62N-11765A

класса А. Фиксированное смещение задается с помощью базового делителя на резисторах. Обычно применяется комбинированное смещение. Эмиттерный резистор сопротивлением примерно 300—1000 Ом обеспечивает температурную стабилизацию каскада по постоянному току. Увеличение тока эмиттера из-за увеличения температуры приводит к увеличению напряжения на эмиттерном резисторе, и, следовательно, напряжение на участке база-эмиттер уменьшается, что, в свою очередь, приводит к уменьшению тока эмиттера. Для обеспечения постоянства усиления транзистора напряжение смещения должно быть

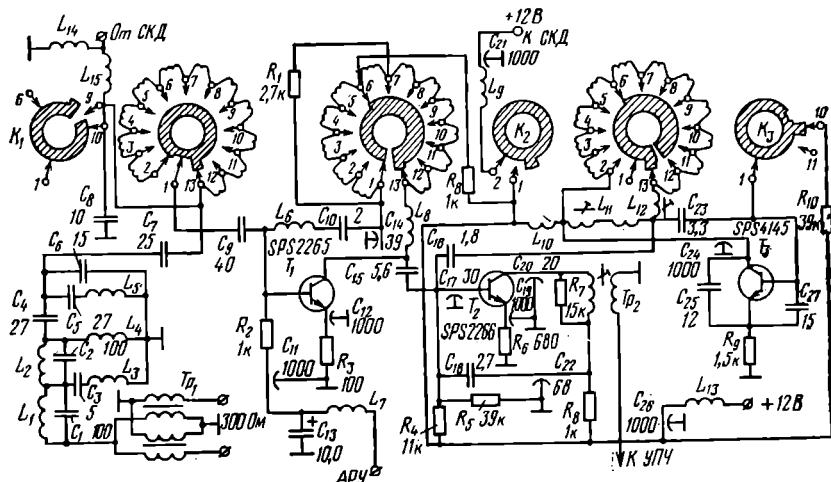


Рис. 2.14. Принципиальная схема СКМ телевизора 4В117

высокостабильным, что уменьшает разброс коэффициента усиления каскада при замене транзистора. Номинальное усиление мощности современных транзисторных блоков СКМ лежит в пределах 30—40 дБ на низкочастотных каналах и 20—30 дБ на более высоких. Входное сопротивление каскада УВЧ при небольшом коллекторном токе (примерно 1,0—1,5 мА) мало изменяется при малых отклонениях последнего, и поэтому схема подачи смещения в этом случае не критична. При увеличении коллекторного тока входное сопротивление транзистора уменьшается. При чрезмерном его уменьшении наблюдаются недопустимое шумитрование входного контура и ухудшение избирательности.

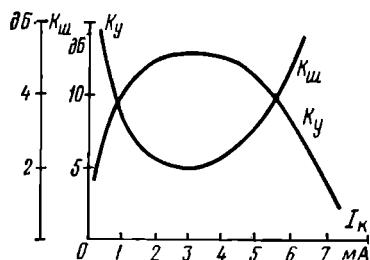


Рис. 2.15. Графики зависимости коэффициента шума ($K_{ш}$) и коэффициента усиления (K_y) от тока коллектора транзистора ГТ328

Ток коллектора влияет не только на входное сопротивление, но и на коэффициент усиления K_y и коэффициент шума $K_{ш}$ (рис. 2.15). Графики рис. 2.15 получены при постоянном напряжении между коллектором и эмиттером транзистора. Режим транзистора выбирается таким образом, чтобы обеспечить наилучшие

параметры каскада УВЧ. В высокочастотных транзисторах при увеличении напряжения на коллекторе наряду с усилением возрастает и напряжение шума. С другой стороны, из-за увеличения тока коллектора усиление сначала растет, а затем падает, в то время как напряжение шума сначала падает, а затем возрастает. Оптимальный режим работы транзистора УВЧ задается смещением.

Из-за того, что высокочастотные транзисторы обладают довольно большими межэлектродными емкостями, в УВЧ существует внутренняя обратная связь, нарушающая стабильность работы усилителя и равномерность АЧХ в

диапазоне усиливаемых частот. Значение внутренней обратной связи в каскаде с общим эмиттером определяется в основном емкостью коллектор—база, а в каскаде с общей базой — емкостью коллектор—эмиттер. Поскольку емкость коллектор—эмиттер транзистора значительно меньше емкости коллектор—база, то с точки зрения уменьшения паразитной обратной связи лучше транзистор УВЧ включать по схеме с общей базой.

Для ослабления обратной связи в каскаде УВЧ с общим эмиттером применяются различные способы нейтрализации, суть которых заключается в создании внешней противофазной обратной связи, компенсирующей внутреннюю связь. Применяются в основном два способа нейтрализации: емкостный и индуктивный. Наиболее широкое распространение в УВЧ блока СКМ получила емкостная схема нейтрализации. В такой схеме нейтрдинный конденсатор небольшой емкости (1—5 пФ) включается обычно между нагрузкой каскада УВЧ и базой транзистора. В схеме, изображенной на рис. 2.13, конденсатор C_{23} из-за небольшой емкости не является элементом развязки, и поэтому напряжения высокой частоты на противоположных концах резонансного контура коллекторной цепи УВЧ находятся в противофазе. Противофазное напряжение с контура подается на базу транзистора УВЧ с помощью нейтрдинного конденсатора C_{23} . Напряжение на конденсаторе C_{23} будет отставать по фазе на 180° от коллекторного напряжения в том случае, если резонансная частота цепи, образованной конденсатором C_{28} и индуктивностью L_{12} коллекторного контура УВЧ, будет много ниже, чем частота параллельного контура $L_{12}C_{0\text{общ}}$ (где $C_{0\text{общ}}$ — полная эффективная емкость коллекторного контура). Конденсатор C_{23} не обеспечивает равномерную нейтрализацию во всем диапазоне МВ, и поэтому коэффициент усиления УВЧ зависит от частоты. Некоторое выравнивание степени нейтрализации по частотному диапазону получается при включении последовательно с конденсатором нейтрализации катушки индуктивности. Так, например, в схеме рис. 2.14 последовательно с нейтрдинным конденсатором C_{10} включена катушка L_8 .

В индуктивной схеме нейтрализации нейтрдинный конденсатор включается между специальной обмоткой связи нагрузочного контура УВЧ и базой транзистора. Поворот фазы обеспечивается трансформатором, образованным обмотками контура связи. Оптимальное значение нейтрдинной емкости зависит от коэффициентов трансформации и связи между обмотками. Поскольку нагрузкой УВЧ в большинстве случаев является полосовой фильтр, индуктивная схема нейтрализации применяется редко. Чаще она используется в УПЧ. Кроме рассмотренных способов нейтрализации, иногда используется схема, в которой индуктивность, включаемая между коллектором и базой, образует с емкостью коллектор — база транзистора параллельный резонансный контур. Но такая схема обладает существенным недостатком, который заключается в том, что невозможно получить равномерную нейтрализацию во всей полосе частот. Приходится использовать подстроечные элементы, а это приводит к усложнению схемы и процесса ее настройки.

В УВЧ с общей базой благодаря сравнительно небольшой емкости транзистора между коллектором и базой удается, как правило, получить устойчивое усиление без применения цепей нейтрализации. Однако иногда между входной и выходной цепями транзистора УВЧ включается конденсатор небольшой емкости. Так, например, в схеме рис. 2.11 между коллектором транзистора T_1 и точкой подачи сигнала с фильтра верхних частот на вход УВЧ включен конденсатор C_8 емкостью всего 0,2 пФ.

Поскольку уровень сигнала на входе портативного телевизора зависит от расстояния до передающей станции и к тому же быстро изменяется во время езды на автомобиле, кроме ручных регулировок и переключателей уровня входного сигнала, во всех ВЧ блоках применяются устройства АРУ с широким диапазоном регулировки. Основная трудность осуществления АРУ состоит в том, что входное и выходное сопротивления транзистора УВЧ значительно изменяются при изменении тока коллектора. При увеличении тока коллектора входное и выходное сопротивления уменьшаются, а выходная емкость транзистора возрастает. В случае уменьшения тока коллектора напряжение между коллектором и эмиттером возрастает, выходная емкость уменьшается, а входное и выходное сопротивления увеличиваются. В результате этого форма частотной характеристики УВЧ изменяется. Затрудняется также выбор парамет-

ров элементов цепи нейтрализации, поскольку выбранные постоянные величины элементов в цепи нейтрализации при изменении полярности напряжения АРУ в одном случае будут улучшать нейтрализацию, а в другом — ухудшать. Все это приводит к нестабильности работы усилителя и вызывает дополнительные искажения частотной характеристики.

В портативных телевизорах применяются два вида схем автоматической регулировки усиления, так называемая прямая и обратная АРУ. Оба способа используют то обстоятельство, что параметр $|A_{210}|$ транзистора зависит от тока эмиттера I_a .

Схема прямой АРУ находит более широкое применение в портативных телевизорах. Это вызвано тем, что при ее применении перекрестные искажения между сигналами несущих изображения и звукового сопровождения или сигналами принимаемой и соседней станций значительно меньше, чем при обратной АРУ. Довольно большое напряжение смещения на транзисторе УВЧ при прямой АРУ обеспечивает неискаженное усиление сравнительно больших принимаемых сигналов. Поэтому при приеме мощных станций на экране кинескопа будет меньше помех. Обратная АРУ обеспечивает лучшую стабильность АЧХ в полосе усиливаемых частот, так как в этом случае входное и выходное сопротивления транзистора под действием регулировки изменяются в меньших пределах.

Напряжение АРУ может подаваться на эмиттер или на базу транзистора УВЧ. В последнем случае действие АРУ более эффективно, поскольку сравнительно небольшое изменение тока базы вызывает значительные изменения тока коллектора. Поэтому в современных портативных телевизорах напряжение регулировки подается на базу транзистора УВЧ как в случае его включения по схеме с общим эмиттером (см. рис. 2.13, 2.14), так и по схеме с общей базой (см. рис. 2.11, 2.12). Обычно схема АРУ является общей для УВЧ и УПЧ, и поэтому особенности ее построения будут рассмотрены в следующей главе.

Как отмечалось, вследствие специфических особенностей высокочастотных транзисторов входное устройство СКМ не может обеспечить нужную избирательность на всех каналах при малом уровне шумов. Поэтому идут на ухудшение избирательности входной цепи, компенсируя этот недостаток включением резонансной системы в коллекторную цепь транзистора УВЧ. Нагрузкой УВЧ может быть как одиночный резонансный контур (см. рис. 2.13, 2.14), так и полосовой фильтр, состоящий из двух связанных контуров (см. рис. 2.11, 2.12). Чаще применяется второй вариант построения выходной цепи УВЧ, так как он позволяет получить достаточно большое усиление и хорошую избирательность по зеркальному каналу.

Выходное сопротивление УВЧ с общим эмиттером довольно сильно падает с повышением частоты. Это приводит к резкому изменению усиления УВЧ при переключении с низкочастотных на высокочастотные каналы диапазона МВ. Снижение усиления происходит из-за рассогласования УВЧ с нагрузкой. В портативных телевизорах применяют различные способы согласования каскада УВЧ с нагрузкой и выравнивания его усиления в пределах частотного диапазона МВ. Наиболее распространен способ шунтирования коллекторного контура резисторами (R_4 на рис. 2.12; R_{17} , R_{18} , R_{19} на рис. 2.13; R_1 на рис. 2.14). Выравнивание усиления может производиться изменением значения сопротивления шунтирующего резистора на различных каналах, как это сделано в ВЧ блоке, показанном на рис. 2.13. Для этих целей, например, используется неполное подключение шунтирующего резистора к коллекторному контуру (R_1 на рис. 2.14). Кроме того, выравниванию усиления в схеме рис. 2.14 способствует включение в коллекторную цепь транзистора T_1 добавочной катушки индуктивности L_8 . На высокочастотных каналах основной индуктивностью контура является L_8 и действие шунтирующего резистора R_1 незначительно. На низкочастотных каналах резистор R_1 шунтирует контур, что вызывает снижение его резонансного сопротивления. В результате падает усиление УВЧ.

Усилитель высокой частоты, помимо функций, обычных для СКМ, должен обеспечить согласование с СКД в варианте ВЧ блока, когда в диапазоне ДМВ сигнал с выхода СКД поступает на УВЧ. Подобный вариант построения ВЧ блока реализован в схеме, приведенной на рис. 2.13. В ней при работе телевизора ДМВ ключи B_1 и B_2 замкнуты. Это обеспечивает подачу напряжения

питания на коллектор транзистора T_1 гетеродина СКД и сигнала промежуточной частоты с выхода СКД на базу транзистора T_1 УВЧ блока СКМ. Схема связи СКД с УВЧ СКМ, использованная в ВЧ блоке рис. 2.13, приведена на рис. 2.16а. Сигнал на УВЧ снимается с нагрузочного контура смесителя D_1 блока СКД. Этот контур образован элементами L_5 , C_{14} , расположенными в корпусе СКД, и катушкой индуктивности L_{10} , находящейся в СКМ. Он настроен на промежуточную частоту. С целью согласования базовая цепь УВЧ подключена к контуру по автотрансформаторной схеме (в средней точке между L_5 и L_{10}). Между контуром промежуточной частоты и базой транзистора УВЧ включен помехоподавляющий фильтр, образованный элементами L_9 , C_{18} , C_{19} , L_{11} , C_{29} . Этот фильтр образуется в специальном положении барабанного переключателя СКМ (см. рис. 2.13).

Более простая схема связи СКД с УВЧ, соответствующая рис. 2.11, приведена на рис. 2.16б. В ней согласование указанных блоков производится с помощью автотрансформатора, образованного катушками индуктивности L_2 , L_3 , подключаемыми на вход УВЧ при положении переключателя, соответствующем режиму приема ДМВ. В схеме рис. 2.16в (соответствует рис. 2.14) согласование СКД с УВЧ обеспечивается автотрансформатором L_1 , L_{14} и емкостным делителем C_5 , C_6 .

Преобразователь частоты (смеситель) служит для получения сигналов промежуточной частоты. Роль нелинейного преобразователя выполняет переход база—эмиттер транзистора, применяемого в смесителе. Поэтому транзистор должен иметь эффективную диодную характеристику перехода база—эмиттер и давать высокое усиление на промежуточной частоте. Общий коэффициент преобразования смесителя обычно на 2—6 дБ ниже коэффициента усиления одного каскада УПЧ.

В зависимости от типа транзистора смесителя может включаться по схеме с общей базой или общим эмиттером. Применение той или другой схемы включения транзистора определяет особенности способов нейтрализации, согласования смесителя с УВЧ и гетеродином, подачи напряжения смещения. Для сигналов промежуточной частоты смеситель является обычным усилителем, и поэтому к нему применимы все известные способы нейтрализации внутренних обратных связей. С точки зрения стабильности многие разработчики портативных телевизоров предпочитают использовать схему с общей базой, поскольку она обеспечивает лучшую стабильность работы, чем схема с общим эмиттером, где из-за наличия обратной связи на промежуточной частоте искажается частотная характеристика. Особенно это характерно для портативных телевизоров первого поколения.

В современных телевизорах смеситель, как правило, выполняется по схеме с общим эмиттером на высокочастотном транзисторе с небольшими значениями межэлектродных емкостей (транзисторы T_1 на рис. 2.12, 2.13, 2.14). Такая схема обеспечивает значительно больший коэффициент преобразования (усиления), чем схема с общей базой. Устойчивость против самовозбуждения в смесителе с общим эмиттером достигается теми же способами, что и в УВЧ, т. е. путем включения конденсатора нейтрализации между базой и коллекторной нагрузкой транзистора (конденсаторы C_{35} и C_{18} соответственно на рис. 2.13 и 2.14).

Достоинства схем с общей базой и общим эмиттером в части устойчивости и большого усиления удается совместить в смесителе, выполненном по

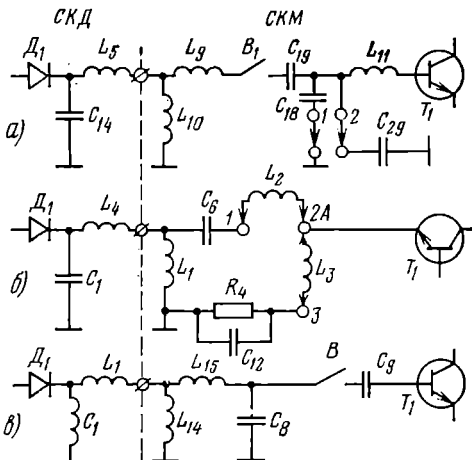


Рис. 2.16. Схемы связи СКД с УВЧ блока СКМ

каскадной схеме на двух транзисторах (см. рис. 2.11). В таком смесителе первый транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером, а в его коллекторную цепь — транзистор T_2 по схеме с общей базой.

В зависимости от того, на какие выводы смесителя подаются сигналы от УВЧ и гетеродина, различают четыре варианта схем. Если транзистор смесителя включен по схеме с общим эмиттером, то сигналы от УВЧ и гетеродина могут одновременно подаваться на базу или сигнал от УВЧ на базу, а сигнал от гетеродина на эмиттер. При включении транзистора по схеме с общей базой оба сигнала могут подаваться на эмиттер или сигнал от УВЧ на эмиттер, а сигнал гетеродина на базу. В большинстве современных моделей портативных телевизоров сигналы от УВЧ и гетеродина подаются на базу транзистора смесителя, выполненного по схеме с общим эмиттером (см. рис. 2.11, 2.12, 2.13, 2.14).

Чтобы смеситель своим низким входным сопротивлением не шунтировал УВЧ и гетеродин, предусматривается согласование его входной цепи с указанными каскадами. В СКМ, в которых в качестве нагрузки УВЧ применяются одиночные резонансные контуры, согласование смесителя с УВЧ производится с помощью емкостного делителя (конденсаторы C_{33} , C_{34} в схеме рис. 2.13 и C_{15} , C_{17} в схеме рис. 2.14). Согласование смесителя с УВЧ, нагрузкой которого является полосовой фильтр (см. рис. 2.11), производится за счет выбора соотношения числа витков катушек фильтра. Дополнительно к этому может также использоваться емкостный делитель (конденсаторы C_{19} , C_{20} в схеме рис. 2.12), подключенный параллельно второму контуру полосового фильтра.

Сигнал с гетеродина на смеситель подается, как правило, через разделительный конденсатор небольшой емкости. Напряжение АРУ на смеситель никогда не подается. Это объясняется тем, что при действии АРУ сильно изменяется емкость эмиттер—база транзистора смесителя, которая подключается к частотнозадающему контуру гетеродина через разделительную емкость, и в результате изменяется частота гетеродина.

Оптимальный режим преобразования смесителя обычно задается значением коллекторного тока транзистора 1,5—2,0 мА. Исходя из этого выбирается базовый делитель напряжения (например, резисторы R_{10} , R_{11} в схеме рис. 2.13), определяющий напряжение смещения. Температурная стабильность смесителя обеспечивается эмиттерным резистором, зашунтированным по переменному току конденсатором.

Нагрузкой смесителя обычно является одиночный широкополосный контур с последовательным резонансом. С такой нагрузкой выходное сопротивление смесителя в полосе частот 30—40 МГц близко к 75 Ом, что облегчает согласование СКМ с УПЧ. Часто нагрузочный контур имеет две катушки, которые образуют согласующий трансформатор (Tr_2 на рис. 2.11, 2.13, 2.14). Выходной контур смесителя настраивается на частоту, примерно определяемую выражением $f_d = 0,5(f_{н.в} + f_{н.с})$. Полоса пропускания его должна составлять 5—10 МГц в зависимости от телевизионного стандарта. Чтобы обеспечить нужную широкополосность, нагрузочный контур иногда шунтируется резистором (R_6 , R_7 соответственно на рис. 2.11 и 2.14).

В ВЧ блоке портативных телевизоров при работе его в диапазоне ДМВ смеситель СКМ часто используется в качестве дополнительного каскада усиления сигнала промежуточной частоты. В этом режиме сигнал с выхода СКД поступает на вход смесителя СКМ. Такой вариант связи СКД и СКМ применен в телевизорах «Юность» (см. рис. 2.12). Для этого на входе смесителя (в базовой цепи) включается резонансный контур $L_3C_{12}C_{13}$, настроенный на промежуточную частоту. Нужная полоса пропускания обеспечивается за счет шунтирования этого контура резистором R_8 . С контура сигнал промежуточной частоты через разделительный конденсатор C_{14} поступает на базу транзистора смесителя и усиливается им, после чего подается на вход УПЧ.

Гетеродин блока СКМ портативных телевизоров представляет собой генератор высокочастотных колебаний, частота которых на каждом канале выше частоты принимаемого сигнала на величину промежуточной частоты. Частота колебаний гетеродина лежит в пределах 60—260 МГц. Основным требованием к гетеродину является высокая стабильность частоты и амплитуды колебаний при изменении напряжения питания и окружающей температуры.

Из трех существующих схем генераторов (с емкостной, индуктивной и

автотрансформаторной связью) в портативных телевизорах наибольшее распространение получила схема генератора с емкостной связью. Это объясняется тем, что в такой схеме при переходе с одного канала на другой необходимо переключить только одну катушку индуктивности, что упрощает конструкцию переключающего устройства. Такое преимущество схемы генератора с емкостной связью особенно важно при создании малогабаритных блоков СКМ. Транзистор в генераторе с емкостной связью обычно включается по схеме с общей базой (см. рис. 2.11, 2.12, 2.13), поэтому напряжения высокой частоты на коллекторе и эмиттере совпадают по фазе. Самовозбуждение схемы осуществляется за счет внешней обратной связи через конденсатор небольшой емкости, включаемый между коллектором и эмиттером транзистора. Такая схема обеспечивает постоянство амплитуды генерируемых колебаний во всем рабочем диапазоне, так как увеличение внутренней обратной связи в транзисторе на высоких частотах компенсируется уменьшением его усиления на этих частотах.

Входное сопротивление и выходная емкость транзистора входят в колебательный контур гетеродина, поэтому в нем предусматриваются подстроечные элементы, позволяющие скомпенсировать разброс параметров транзисторов и их изменение в зависимости от частоты. Для предварительной настройки блока СКМ в колебательный контур гетеродина включают подстроечные конденсаторы или катушки индуктивности с подстроечными сердечниками. На низкочастотных каналах предварительная настройка, как правило, производится сердечником катушки, входящей в колебательный контур гетеродина. Изменение частоты гетеродина при переключении каналов и в зависимости от изменения напряжения питания и температуры компенсируется с помощью устройства плавной настройки, которое представляет собой конденсатор переменной емкости или переменную индуктивность. Органы управления устройством плавной настройки обычно выводятся на переднюю панель портативного телевизора.

Согласно требованиям, сформулированным в § 2.1, максимальный уход частоты гетеродина после прогрева и при изменении напряжения питающей сети не должен превышать 150 кГц. Чтобы иметь возможность компенсации этого ухода с помощью оперативной настройки гетеродина, применяются различные способы стабилизации и термокомпенсации. Например, с целью термокомпенсации в схеме рис. 2.12 используется конденсатор C_{21} с большим отрицательным ТКЕ. Выбор оптимального смещения в базовой цепи и включение в эмиттерную цепь резистора большого сопротивления также способствуют повышению стабильности частоты гетеродина. С этой целью применяют также частичное включение транзистора в контур гетеродина (см. рис. 2.14). Часто используют стабилизацию напряжения питания гетеродина с помощью стабилизатора.

Мощность колебаний гетеродина делается сравнительно небольшой. На первом канале она приблизительно равна 0,1 мВт, а на последнем — 1 мВт. Такая мощность получается при токе коллектора 1—2 мА и напряжении на коллекторе примерно 3—5 В. Подобный режим транзистора позволяет включить в цепь эмиттера резистор с большим сопротивлением, обеспечивающий эффективную термостабилизацию режима. Иногда наряду с включением резистора большого сопротивления (примерно 1 кОм) в эмиттерную цепь транзистора гетеродина в базовый делитель включается термосопротивление, стабилизирующее напряжение смещения. Такая схема термостабилизации в сочетании со стабилизацией напряжения источника питания обеспечивает высокую стабильность частоты колебаний гетеродина. Высокочастотный сигнал гетеродина подается, как правило, в базовую цепь смесителя через разделительный конденсатор небольшой емкости (C_{27} , C_{22} , C_{40} , C_{16} соответственно на рис. 2.11, 2.12, 2.13, 2.14). Если сигнал от УВЧ также подается на базу смесителя, то цепь их связи должна иметь низкое сопротивление с целью снижения излучения гетеродина в антенну. Снижения излучения гетеродина добиваются также экранировкой его в специальном отсеке корпуса СКМ.

Переключение каналов в рассмотренных СКМ производится с помощью механических многоконтактных переключателей. По конструкции контактных систем различаются дисковые и барабанные переключатели. В дисковых переключателях коммутируемые элементы, представляющие собой катушки индуктивности резонансных систем (входной и выходной УВЧ, гетеродина и вход-

ной смесителя), припаиваются к контактам, закрепленным на четырех дисках. Диски устанавливаются на оси, вращением которой производится переключение каналов. Установка нужного канала производится с помощью специального фиксирующего устройства. Подключение катушек индуктивности, закрепленных на дисках, производится с помощью неподвижных контактов, установленных на печатной плате, на которой смонтирована схема СКМ. Для уменьшения размеров блока СКМ применяется последовательное соединение коммутируемых катушек (см. рис. 2.13, 2.14). При таком соединении на низкочастотных каналах подключаются добавочные витки к уже имевшимся на высокочастотных каналах. Существенным недостатком такой конструкции является невозможность подстройки одного канала независимо от других каналов.

В барабанной конструкции переключателя (см. рис. 2.11, 2.12) коммутируемые катушки индуктивности каждого канала устанавливаются на съемных галетах и настраиваются независимо друг от друга. Размеры такого блока получаются несколько большими, чем блока СКМ дисковой конструкции. В некоторых последних моделях транзисторных телевизоров в качестве коммутируемых катушек индуктивности используются распределенные индуктивности, выполненные печатным способом. Эти индуктивности размещаются на гетинаксовых дисках. Величина их может изменяться путем закорачивания части печатного проводника при вращении ротора СКМ относительно неподвижных контактов. Распределенные индуктивности состоят из концентрических печатных полосок, соединенных между собой в пределах 1—4-го каналов катушками, с помощью которых осуществляется переход от одного канала к другому. Настройка на 6—12-й каналы осуществляется включением в контур большего или меньшего участка печатных полосок.

На конструкцию переключателей дискового и барабанного типа в большой степени влияют особенности построения резонансных систем СКМ. Это также определяет количество переключаемых катушек индуктивности. Их может быть три, четыре и пять. При использовании одиночных контуров на входе и выходе УВЧ необходимо переключать три катушки (см. рис. 2.13, 2.14) и соответственно требуется три диска в переключателе. Наличие одиночного контура на входе и полосового фильтра на выходе УВЧ требует переключения четырех катушек (см. рис. 2.12). Это наиболее распространенный вариант барабанного переключателя. В СКМ (см. рис. 2.11), в котором на выходе УВЧ включен полосовой фильтр, а на входе применено автотрансформаторное включение контура, необходимо переключать пять катушек, а это естественно усложняет конструкцию переключателя и приводит к увеличению размеров СКМ.

Переключатели блоков СКМ, работающих совместно с СКД, имеют дополнительное положение, в котором к СКМ подключается СКД. Поэтому если СКМ рассчитан на прием сигналов 12 каналов, то переключатель должен иметь 13 положений. Например, в дисковом СКМ (см. рис. 2.14) переключатель каналов в 13-м положении подключает выход СКД к базовой цепи УВЧ и подает напряжение питания на гетеродин СКД. При этом напряжение питания снимается с гетеродина СКМ. Указанные операции осуществляются с помощью специальных контактных колец K_1 , K_2 , K_3 , расположенных на оси дискового переключателя. Для того чтобы на вход УВЧ блока СКМ не попадали помехи с антенны метрового диапазона при работе ВЧ блока в диапазоне ДМВ, выход входного фильтра УВЧ закорачивается (см. рис. 2.13).

2.4. Селекторы каналов дециметрового диапазона

Особенности построения СКД. Рассмотрим особенности построения СКД, выполняемых в виде отдельных блоков с использованием механической настройки на каналы диапазона ДМВ. На рис. 2.2 приведена структурная схема, отражающая любые варианты построения СКД. В конкретных схемах СКД могут отсутствовать некоторые блоки, показанные на рис. 2.2, либо в одном блоке совмещены функции нескольких. Структурная схема основных вариантов СКД, применяемых в портативных телевизорах, представлена на рис. 2.17. В первом варианте СКД (рис. 2.17а) используются два высокочастотных транзистора в УВЧ и автогенерирующий смеситель. Во втором варианте СКД (рис. 2.17б) отсутствует УВЧ. В этом случае в составе блока остаются только автогенерирующий смеситель и входное и выходное устройства.

В автогенерирующем смесителе используется только один транзистор. В третьем варианте СКД (рис. 2.17а) имеются входное и выходное устройства, смеситель и гетеродин. Как правило, гетеродин выполняется на транзисторе, а смеситель на диоде. В портативных телевизорах наибольшее распространение получили первый и третий варианты построения СКД.

Так как частоты дециметрового диапазона достаточно высоки, то в колебательных системах блока СКД не могут быть использованы обычные реактивные элементы с сосредоточенными параметрами. В них применяются элементы с распределенными параметрами. Колебательные контуры таких блоков могут выполняться на полуволновых и четвертьволновых отрезках длинных линий. При использовании полуволновых линий к одному их концу присоединяется переменный конденсатор настройки, а к другому — активный элемент схемы (транзистор или диод). В четвертьволновых контурах один конец распределенной линии закорачивается, а к другому присоединяются переменный настроечный конденсатор и транзистор. Полуволновые линии существенно длиннее четвертьволновых, поэтому с целью уменьшения размеров блоков СКД для портативных телевизоров в них преимущественно применяются четвертьволновые линии с распределенными параметрами.

Перестройка частоты во всем дециметровом диапазоне в рассматриваемых блоках СКД производится с помощью многосекционного переменного воздушного конденсатора. Конфигурация пластин конденсатора выбирается такой, чтобы обеспечивалась линейная зависимость перестраиваемой частоты от угла поворота. Каждая секция переменного конденсатора входит в состав определенной резонансной системы СКД, поэтому их число зависит от количества резонансных контуров. Применяются двух-, трех- и четырехсекционные переменные конденсаторы. В СКД применяются специальные высокочастотные транзисторы, граничная частота которых доходит до 700—1000 МГц. Они, как правило, включаются по схеме с общей базой. Конструктивно СКД представляет собой металлическую коробку, разделенную перегородками на отдельные отсеки. В них монтируются соответствующие элементы схемы, относящиеся к различным резонансным системам. Например, СКД, соответствующий структурной схеме рис. 2.17а, имеет трехсекционный корпус. В одном отсеке располагается УВЧ с входным и коллекторным контурами, в другом — автогенерирующий смеситель с вторым контуром полосового фильтра и в третьем — выходной контур промежуточной частоты. В перегородке между первым и вторым отсеками предусматривается специальное окно, через которое обеспечивается связь между контурами полосового фильтра.

Помимо соответствующей электрической связи СКД с СКМ, в ВЧ блоке должна обеспечиваться их конструктивная связь, чтобы осуществлять одно-временную настройку. Как правило, в портативных телевизорах настройка каналов дециметрового диапазона производится той же ручкой, которая используется для настройки гетеродина СКМ. В дополнительном положении переключателя каналов СКМ с помощью зубчатой или фрикционной передачи к ручке настройки гетеродина СКМ подключается привод вращения ротора многосекционного переменного конденсатора плавной настройки СКД. Этот кинематический механизм имеет довольно сложное устройство и накладывает определенные требования на конструкцию блоков СКМ и СКД. В частности, эти блоки не могут располагаться на различных участках шасси телевизора.

СКД с усилителем высокой частоты, относящийся к первому варианту построения СКД (см. рис. 2.17а), применяется во многих портативных телеви-

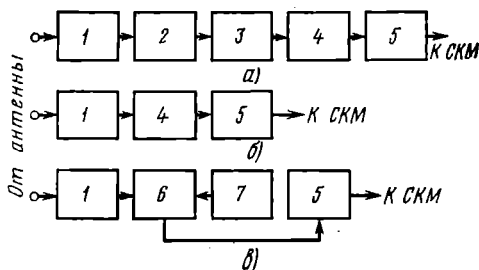


Рис. 2.17. Варианты структурных схем СКД: 1 — входное устройство; 2 — УВЧ; 3 — полосовой фильтр; 4 — автогенерирующий смеситель; 5 — выходное устройство; 6 — смеситель; 7 — гетеродин

рах и, в частности, во всех портативных телевизорах отечественного производства. Принципиальная схема такого блока типа СКД-20 приведена на рис. 2.18, УВЧ которой выполнен на транзисторе T_1 типа ГТ346А по схеме с общей базой. Для согласования антенны с УВЧ применен входной контур, образованный распределенной индуктивностью L_2 и конденсаторами C_1 и C_2 , первый из которых настроенный, а второй подстроечный. Связь антенны с контуром осуществляется с помощью распределенной индуктивности L_1 , а связь контура с эмиттерной цепью транзистора УВЧ — с помощью L_3 .

Схема УВЧ блока СКД может быть выполнена с непосредственной связью с антенной без входного резонансного контура. В этом случае на вход УВЧ ставят фильтр, подавляющий все мешающие станции от 0 до 400 МГц. Однако упрощение схемы и конструкции СКД приводит к ухудшению избирательности, повышению коэффициента шума, уменьшению коэффициента бегущей волны. Поэтому чаще применяются блоки СКД с входным контуром.

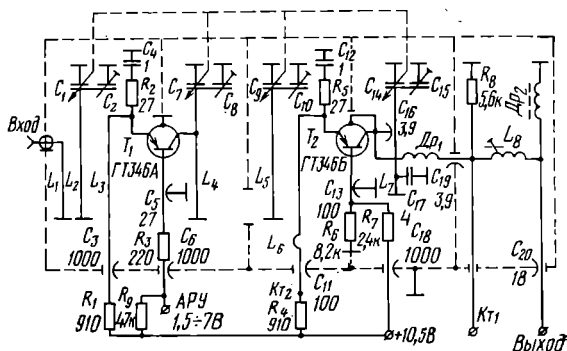


Рис. 2.18. Принципиальная схема СКД-20

Нагрузкой УВЧ в схеме рис. 2.18 является полосовой фильтр, первый контур которого выполнен на элементах L_4 , C_7 , C_8 , а второй — на L_5 , C_8 , C_{10} . Конструктивная связь между ними осуществляется через окно в перегородке между двумя отсеками. Применение полосового фильтра обеспечивает хорошую избирательность СКД. Для того чтобы полосовой фильтр не шунтировался небольшим выходным сопротивлением УВЧ, его транзистор подключается к контуру не полностью. Коэффициент включения определяется добротностью контуров полосового фильтра и выходным сопротивлением транзистора УВЧ. Добротность контуров блока СКД повышают применением переменных конденсаторов небольшой начальной емкости, толстых посеребренных настраиваемых линий, высокочастотных изоляторов.

На транзисторе T_2 типа ГТ346Б собран автогенерирующий смеситель, выполняющий одновременно функции генерации высокочастотных сигналов и преобразования частоты принимаемых сигналов в промежуточную частоту. Транзистор включен по схеме с общей базой. Связь автогенерирующего смесителя с УВЧ осуществляется с помощью петли связи L_6 , длина которой выбирается такой, чтобы частота настройки последовательного контура, образованного этой петлей и конденсатором C_{11} , была ниже частоты нижнего предела дециметрового диапазона. Связь транзистора T_2 с колебательным контуром гетеродина L_7, C_{14}, C_{13} осуществляется через конденсатор C_{16} , имеющий большой отрицательный ТКЕ, что повышает стабильность работы гетеродина при изменении температуры. Температурная стабильность, а также стабильность при изменении напряжения питания повышаются вследствие неполного включения транзистора T_2 в контур гетеродина. Обратная связь в гетеродине, обеспечивающая режим самовозбуждения, осуществляется через проходную емкость транзистора T_2 (емкость коллектор—эмиттер), значение которой искусственно увеличивается путем соединения корпуса транзистора с коллекторным выводом.

В результате биений напряжения гетеродина и телевизионного сигнала, поступающего с петли связи L_6 , в коллекторе транзистора T_2 возникает сигнал

промежуточной частоты, выделяемый контуром $L_5 D p_1 C_{16} C_{19} C_{20}$. Этот контур совместен с контуром на входе блока СКМ (элементы L_3, C_{12}, C_{13} на рис. 2.12) образует полосовой фильтр, полоса пропускания которого определяется длиной кабеля связи блоков СКД и СКМ и настраивается на величину Δf_p . Выходной контур смесителя зашунтирован резистором R_6 . Это необходимо для получения нужной полосы пропускания при большом выходном сопротивлении транзистора T_2 , включенного по схеме с общей базой. В рассматриваемой схеме СКД для настройки применен четырехсекционный переменный конденсатор, первая секция C_1 которого включена во входной контур, вторая C_7 и третья C_9 — в полосовой фильтр УВЧ и четвертая C_{14} — в контур гетеродина.

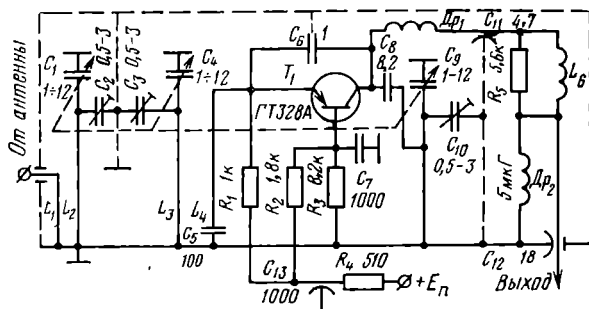


Рис. 2.19. Принципиальная схема СКД без УВЧ

СКД без усилителя высокой частоты применяется в упрощенных моделях портативных телевизоров с небольшими размерами экрана, так как имеет наименьшие габариты из всех существующих конструкций. Схема такого СКД приведена на рис. 2.19. В ней имеется только один транзистор, на котором выполнен автогенерирующий смеситель. Схема смесителя практически не отличается от соответствующего каскада, показанного на рис. 2.18. Для обеспечения необходимой избирательности на входе включен полосовой фильтр, образованный двумя распределенными индуктивностями L_2, L_3 и переменными конденсаторами C_1, C_2, C_3, C_4 . Связь между индуктивностями фильтра осуществляется через отверстие в перегородке, от размеров которого зависит добротность контуров и, следовательно, ширина полосы пропускания входного устройства. Настройка СКД производится трехсекционным переменным конденсатором. Поскольку полосовой фильтр на входе СКД в основном обеспечивает избирательность по зеркальному каналу, то в упрощенной конструкции СКД, предназначенной для работы в диапазоне с небольшой насыщенностью телевизионными станциями, его можно заменить одиночным контуром.

СКД со смесителем на диоде представляет собой третий вариант построения блока (см. рис. 2.17а). По такой схеме строится большинство СКД зарубежных портативных телевизоров. Принципиальная схема СКД, в котором применен смеситель на диоде и гетеродин на транзисторе, приведена на рис. 2.13. Входное устройство СКД представляет собой полосовой фильтр, подобный примененному в схеме рис. 2.19. Через петлю связи L_4 (см. рис. 2.13) принимаемый телевизионный сигнал поступает на полупроводниковый диод D_1 смесителя. На него через петлю связи L_6 подается также сигнал гетеродина, собранного по схеме с общей базой на транзисторе T_4 . В гетеродине использован кремниевый высокочастотный транзистор, что способствует повышению стабильности его работы. В современных СКД точечно-контактные диоды смесителей заменены барьерными диодами, имеющими меньший разброс параметров и обладающими более высокой надежностью. Кроме того, барьерный диод выгоден тем, что он обладает пониженным уровнем шума, примерно равным 5–6 дБ (уровень шума точечно-контактного диода равен 6–12 дБ). Нагрузкой смесителя является резонансный контур, настроенный на промежуточную частоту. Достоинство СКД с преобразователем на диоде состоит в малом коэффициенте шума. Однако при этом он имеет весьма малый коэффициент пре-

образования (всего 0,2—0,3). Чтобы скомпенсировать потерю усиления, сигнал с выхода такого СКД всегда подается на УВЧ блока СКМ так, что в усилении промежуточной частоты участвуют два дополнительных каскада — УВЧ и смеситель блока СКМ.

2.5. Электронная настройка ВЧ блоков

Особенности электронной настройки. В рассмотренных § 2.3 и 2.4 селекторах каналов портативных телевизоров переключение каналов и точная настройка производится с помощью механических устройств, имеющих ряд существенных недостатков. Наличие сложных контактных систем переключения и кинематических устройств настройки приводят к нежелательному увеличению размеров таких ВЧ блоков. При этом снижается надежность блока из-за износа контактов и их окисления. Механические контакты являются также причиной помех, возникающих вследствие микрофонного эффекта. Необходимость механической связи блоков СКД и СКМ ограничивает в выборе места установки их в корпусе телевизора. Указанные недостатки устранены в ВЧ блоках с электронной настройкой. В таких блоках роль переключателя каналов выполняют специальные полупроводниковые диоды, которые переключают катушки индуктивности в резонансных системах СКМ. Плавная настройка осуществляется с помощью диодов с управляемой емкостью (варикапов). Емкость варикапов изменяется при подаче на них изменяющегося постоянного напряжения.

В СКД переключение резонансных систем не применяется, так как благодаря сравнительно небольшому отношению граничных частот дециметрового диапазона (примерно 2:1) не составляет труда перекрыть его путем плавного изменения емкости варикапов. Метровый диапазон характеризуется отношением граничных частот, равным примерно 4:1, это затрудняет реализацию плавной перестройки частоты СКМ во всем диапазоне. Обычно плавная настройка с помощью варикапов осуществляется в двух поддиапазонах, первый из которых включает каналы 1—5, а второй — каналы 6—12. Переключение поддиапазонов МВ осуществляется с помощью переключающих диодов.

Высокочастотные блоки с электронной настройкой современных портативных телевизоров конструктивно оформляются либо в виде двух составных частей, либо в виде комбинированного всеволнового блока.

Электронная настройка ВЧ блока с отдельными СКД и СКМ способствует уменьшению габаритов портативного телевизора, во-первых, вследствие уменьшения размеров СКД и СКМ и, во-вторых, благодаря возможности рационального размещения их в телевизоре. Поэтому такие ВЧ блоки, как правило, применяются в портативных телевизорах с небольшими размерами экрана. С этой точки зрения показательным является телевизор «Panasonic TR-001», разработанный японской фирмой «Matsushita Electric». В нем применен кинескоп с размером экрана по диагонали 37 мм. Его габариты составляют всего 57×108×162 мм, а объем — 1,25 дм³.

Принципиальная схема ВЧ блока, примененного в этом телевизоре, приведена на рис. 2.20. Переключающие диоды (D_2, D_4, D_5, D_6) типа МА53 являются плоскостными с $p-n$ -переходом. Они включены между двумя катушками индуктивности резонансных контуров СКМ: входного, двух контуров полосового фильтра и гетеродина. При работе в нижнем поддиапазоне МВ переключающие диоды находятся в запертом состоянии. В этом случае в каждый контур включаются по две катушки индуктивности, например L_4, L_5 в первом и L_7, L_8 во втором контурах полосового фильтра УВЧ. При работе в верхнем поддиапазоне МВ переключающие диоды отпираются и закорачивают одну из пар катушек в каждом контуре, например L_5 и L_8 в полосовом фильтре.

Плавная настройка внутри поддиапазонов производится изменением постоянного напряжения на диодах D_1, D_3, D_4, D_6 . В качестве этих диодов использованы варикапы типа МА320. Они включены последовательно с основными конденсаторами резонансных контуров ($C_6, C_{11}, C_{21}, C_{37}$). Напряжение на варикапах изменяется с помощью потенциометра, ручка которого выводится на переднюю панель телевизора.

Переключение поддиапазонов МВ в СКМ (см. рис. 2.20) производится следующим образом. В положении 1 переключателя поддиапазонов В на катоды

Контрольная точка.



45

В рассматриваемом СКМ (см. рис. 2.20) УВЧ выполнен на транзисторе T_1 , гетеродин — на T_3 , смеситель — на T_2 . В УВЧ и гетеродине транзисторы включены по схеме с общей базой, в смесителе — с общим эмиттером. Применена трансформаторная связь входного помехоподавляющего фильтра с входным контуром УВЧ и смесителя с полосовым фильтром. Коэффициент усиления СКМ в нижнем поддиапазоне составляет 25 дБ, а в верхнем — 20 дБ. Благодаря оптимизации согласования между каскадами СКМ при низком питающем напряжении (+4 В) удается значительно повысить экономичность блока, что весьма существенно для такого миниатюрного телевизора, в котором он применяется. В нижнем поддиапазоне СКМ потребляет всего 32 мВт, а в верхнем — 72 мВт.

Селектор каналов дециметрового диапазона выполнен на трех транзисторах, включенных по схеме с общей базой: T_4 — УВЧ, T_5 — смеситель, T_6 — гетеродин. Применение каскада УВЧ исключает необходимость использования всего блока СКМ для усиления сигнала промежуточной частоты. Для этой цели используется только смеситель на транзисторе T_2 . Вместо многосекционного переменного конденсатора в СКД применены три варикапа (D_{10} , D_{11} , D_{12} типа МА320), включенные в контуры полосового фильтра УВЧ и гетеродина. Для настройки используется напряжение +25 В, изменяемое с помощью потенциометра. Связь между контурами полосового фильтра осуществляется с помощью двух петель: L_{21} , L_{22} . Отличительной особенностью СКД схемы рис. 2.20 является то, что в нем предусмотрена АРУ каскада УВЧ. Наличие УВЧ в СКД компенсирует ухудшение избирательности и увеличение потерь, вносимых последовательным сопротивлением варикапов. В результате усиление СКД увеличивается до 30 дБ (18 дБ — самого СКД и 12 дБ — смесителя СКМ). Потребляет СКД всего 60 мВт.

С целью уменьшения размеров в ВЧ блоке (см. рис. 2.20) применена одна антенна для метрового и дециметрового диапазонов. Для того чтобы СКМ не нагружал антенну при приеме программ диапазона ДМВ, на его входе устанавливается фильтр нижних частот (L_4C_3), имеющий в дециметровом диапазоне высокое сопротивление. На входе СКД установлен фильтр верхних частот ($L_{17}C_{41}$), исключающий шунтирование СКМ блоком СКД. Кроме того, длина кабеля связи блоков выбирается во много раз меньше четверти длины волны на самой высокой частоте метрового диапазона. Если это условие не выполняется, то сопротивление СКД падает и сильно нагружает СКМ, а это приводит к потере его чувствительности.

Комбинированный ВЧ блок с электронным управлением конструктивно объединяет в себе СКД и СКМ. Такие всеволновые блоки с единой системой электронного управления применяются в современных моделях портативных телевизоров первой подгруппы.

На рис. 2.21 приведена электрическая схема комбинированного ВЧ блока с электронным управлением, применяемая фирмой «Grundig». В одном корпусе блока смонтирован СКМ на трех высокочастотных германиевых транзисторах — T_5 , T_6 , T_4 — и СКД на транзисторах T_2 , T_3 . Все транзисторы включены по схеме с общей базой. На транзисторе T_5 собран УВЧ, на T_6 — гетеродин и на T_4 — смеситель. В дециметровой части блока имеется УВЧ на транзисторе T_2 и автогенерирующий смеситель на T_3 . Нагрузкой УВЧ обоих диапазонов является полосовой фильтр.

Переключение поддиапазонов МВ производится с помощью диодов D_6 , D_{15} , D_{16} , D_{18} типа ВА182, которые включены соответственно во входной контур СКМ, в контуры полосового фильтра и гетеродина. Их действие аналогично рассмотренному в схеме рис. 2.20. Плавная настройка в поддиапазонах МВ и диапазоне ДМВ производится с помощью варикапов D_6 , D_9 , D_{10} , D_{16} , D_{14} , D_{17} . При этом в обоих диапазонах используется один регулятор напряжения настройки. Развязка входных цепей СКМ и СКД, исключающая их взаимное шунтирование, осуществляется с помощью фильтров L_1C_{15} и L_2C_{11} . В качестве диодов D_6 , D_9 , D_{10} блока СКД применены варикапы типа ВВ105А, а диодов D_{13} , D_{14} , D_{17} СКМ — варикапы типа ВВ105G.

В рассматриваемом блоке применен интересный способ регулировки усиления, отличающийся от известных АРУ, которые влияют на усиление УВЧ. Здесь усиление УВЧ остается неизменным, а регулировка величины принимаемого сигнала производится с помощью аттенуатора, включенного во входную

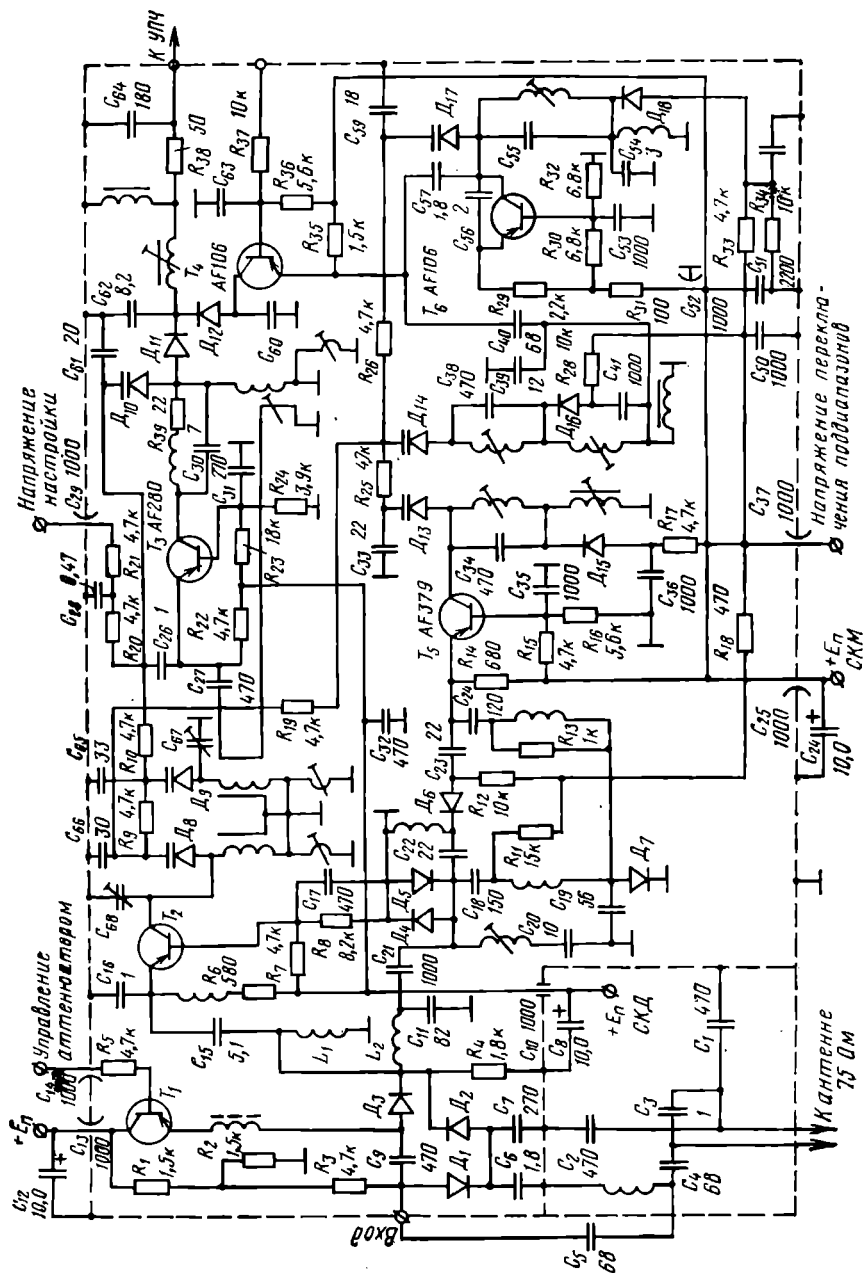


Рис. 2.21. Принципиальная схема всеволнового ВЧ блока с электронным управлением

цепь блока. Атеннуатор выполнен на трех так называемых $p-i-n$ -диодах — D_1 , D_2 , D_3 типа ВА379. Применение аттеннуатора обеспечивает эффективную защиту блока от перекрестной модуляции, так как позволяет в УВЧ использовать мощный усилительный транзистор АФ379, у которого устойчивость к перекрестной модуляции значительно выше, чем у ранее применяемых транзисторов. Атеннуатор на $p-i-n$ -диодах имеет чувствительность к перекрестной модуляции несколько сотен милливольт, что намного выше уровня сигнала, обычно поступающего на входное устройство.

Диоды с $p-i-n$ -структурой — это трехслойные кремниевые диоды, в которых между слоями полупроводника p - и n -типа имеется слабопроводящий слой i . В открытом состоянии диода в слой i попадают носители тока (электроны и дырки), для рекомбинации которых требуется определенное время. Время рекомбинации определяет граничную частоту, выше которой диоды типа $p-i-n$ ведут себя как управляемые током линейные омические сопротивления. Ниже граничной частоты они ведут себя как обычные диоды. Для питания аттеннуатора нужен источник с малым внутренним сопротивлением, поэтому в цепь подачи регулирующего напряжения включен усилитель постоянного тока на транзисторе T_1 типа ВС238.

В неуправляемом состоянии аттеннуатора на него подается напряжение $+12$ В. С уменьшением управляющего напряжения увеличивается коэффициент затухания аттеннуатора и при напряжении около $+2$ В он достигает 30 дБ, причем его величина на всех частотах одинакова. При управляющем напряжении $+12$ В диод D_3 открывается и через него протекает ток около 5 мА. Падение напряжения на резисторе R_4 , создаваемое этим током, запирает диоды D_1 и D_2 . На эти диоды через R_3 подается отпирающее напряжение, примерно равное $+7$ В. При уменьшении управляющего напряжения снижается напряжение на R_4 и, когда оно падает ниже $+7$ В, диоды D_1 , D_2 открываются, и высокочастотный сигнал падает, так как диоды заземлены через высокочастотные конденсаторы C_6 , C_7 .

3

ТРАКТ ИЗОБРАЖЕНИЯ

3.1. Принципы построения и технические характеристики

Структурная схема тракта изображения современных портативных телевизоров по своему построению и составу функциональных блоков практически не отличается от структурной схемы тракта моделей первых выпусков, так как определяется в основном назначением тракта и особенностью принимаемых сигналов. На вход тракта изображения поступают сигналы промежуточной частоты от ВЧ блока. Задача тракта состоит в обработке этих сигналов таким образом, чтобы на выходе получить видеосигнал, по своим параметрам пригодный для модуляции электронного луча кинескопа и получения достаточно контрастного и четкого изображения. Для выполнения этой задачи тракт изображения, структурная схема которого приведена на рис. 3.1, содержит входное устройство 1, УПЧ 2, видеодетектор 3, УВС 4, устройство АРУ 5, кинескоп 7 и цепи управления им 6.

На функциональные особенности отдельных блоков тракта, а также на особенности их стыковки с другими блоками телевизора влияют способы модуляции, применяемые при передаче видеосигналов и сигналов звукового сопровождения. Как отмечалось (см. табл. 2.2, 2.5), большинство телевизионных стандартов предусматривает амплитудную модуляцию видеосигналами соответствующего сигнала несущей и частотную модуляцию несущей звуками сигналами звукового сопровождения. Реже амплитудная модуляция применяется при передаче сигналов звукового сопровождения. В первом случае тракт изображе-

ния делается частично совмещенным с трактом звукового сопровождения. Входное устройство, УПЧ, видеодетектор схемы рис. 3.1 являются при этом общими для обоих трактов и участвуют в обработке сигналов изображения и звукового сопровождения. Тракты могут разветвляться либо после видеодетектора, с которого звуковой сигнал подается на усилитель разностной частоты (УРЧ), либо непосредственно после УПЧ. В последнем варианте необходим дополнительный амплитудный детектор разностной частоты (ДРЧ).

При амплитудной модуляции несущей звукового сопровождения требуется отдельный канал усиления сигналов промежуточной частоты звука. Такая система носит название приемного тракта с параллельными каналами усиления. Разделение сигналов изображения и звукового сопровождения производится непосредственно после смесителя блока СКМ, которые поступают на отдельные усилители промежуточной частоты: УПЧИ и УПЧЗ. Оба усилителя оканчиваются устройствами амплитудного детектирования.

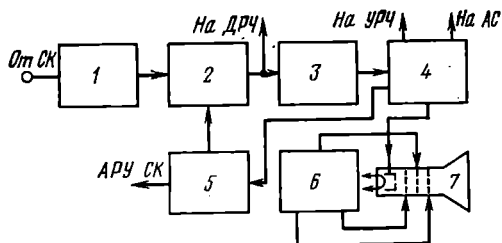


Рис. 3.1. Структурная схема тракта изображения

В данной книге основное внимание уделяется рассмотрению особенностей телевизоров с частично совмещенными трактами изображения и звукового сопровождения.

Технические характеристики тракта изображения определяются особенностями телевизионного стандарта в части промежуточных частот, выходными параметрами высокочастотного блока и параметрами применяемого кинескопа. Тип кинескопа определяет значение выходного сигнала УВС, необходимое для получения максимальной контрастности изображения. Размах видеосигнала зависит от особенностей модуляционной характеристики кинескопа. Уровень выходного сигнала ВЧ блока диктует требования к чувствительности тракта изображения, которая для современных портативных телевизоров на промежуточной частоте изображения $f_{п.ч}$ составляет 0,2—1,0 мВ при размахе видеосигнала на выходе УВС, равном 10 В.

Чтобы получить необходимую чувствительность, тракт должен обладать высоким коэффициентом усиления по напряжению. Этот коэффициент усиления распределяется по отдельным каскадам тракта неравномерно. Наименьшим коэффициентом усиления обладает УВС, так как для улучшения линейности фазовой характеристики он охвачен отрицательной обратной связью. Максимально возможное напряжение видеосигнала на выходе УВС зависит от допустимого напряжения питания каскада. В настоящее время вполне реально получить от УВС сигнал размахом 50—70 В. С другой стороны, максимальное неискаженное напряжение видеосигнала на нагрузке видеодетектора при напряжении питания 12 В и сравнительно небольшом входном сопротивлении УВС составляет примерно 0,5—1 В. Таким образом, УВС должен обеспечивать усиление видеосигнала в 50—100 раз.

Коэффициент передачи одного видеодетектора, нагруженного на относительно небольшое входное сопротивление УВС, обычно равен 0,5—0,7. Отсюда видно, что выходной сигнал УПЧ должен иметь размах не менее 1 В. По заданной чувствительности телевизора (50 мкВ) и известному усилению ВЧ блока (порядка 20 дБ на 12-м канале) легко определить, что коэффициент усиления УПЧ должен лежать в пределах 500—1000 (в среднем 60 дБ). Такое усиление можно получить в трехкаскадном широкополосном усилителе, использующем достаточно высокочастотные транзисторы. При включении транзисторов по схеме с общим эмиттером целесообразно применять транзисторы с гра-

ничной частотой 100 МГц и выше. Если же применяется схема с общей базой, то можно использовать транзисторы с более низкой граничной частотой. Однако при этом снижается коэффициент усиления.

Как отмечалось в предыдущих параграфах, ВЧ блок портативных телевизоров не может обеспечить необходимую ширину полосы пропускания. Из-за ряда причин она получается больше, чем требуется. Поэтому избирательность в основном определяется более низкочастотным трактом промежуточной частоты, который должен иметь соответствующие частотные, фазовые и амплитудные характеристики. Применение частичного подавления одной боковой полосы частот при передаче сигналов изображения накладывает специфические требования на частотную и фазовую характеристики приемного тракта.

Помимо неискаженной передачи видеосигналов, тракт изображения должен обеспечивать минимальный уровень помех, создаваемых сигналами звукового сопровождения принимаемого канала, а также сигналами изображения и звукового сопровождения соседних каналов. В области высоких частот полосы пропускания тракта должны быть подавлены сигналы промежуточной частоты звукового сопровождения вышележащего соседнего канала. В области низких частот полосы пропускания тракт должен обеспечивать подавление сигналов промежуточной частоты изображения нижележащего соседнего канала.

Специфика работы портативных телевизоров требует не только высокой чувствительности, но и постоянства выходного видеосигнала тракта изображения при значительных изменениях входного сигнала. Для выполнения этого в тракте предусматривается устройство АРУ, которое должно обеспечивать достаточную степень постоянства выходного сигнала (в пределах 3 дБ) при изменении сигнала на входе на 30—40 дБ.

Особенности принципиальной схемы тракта. Если структурная схема тракта изображения в процессе совершенствования портативных телевизоров существенно не изменялась, то принципиальная схема отдельных блоков и каскадов тракта претерпела ряд оригинальных преобразований. Связано это, в первую очередь, с применением новых активных элементов: транзисторов, полупроводниковых диодов, интегральных микросхем.

Применение в портативных телевизорах первого поколения транзисторов общего назначения вызывало серьезные трудности при разработке высокочастотных схем. Так, сравнительно большие межэлектродные емкости транзисторов вызывают необходимость применения различных способов нейтрализации и компенсации паразитных обратных связей. Большая разница входных и выходных сопротивлений транзисторов требует применения специальных способов согласования каскадов для получения максимального коэффициента усиления по мощности. Температурная нестабильность параметров транзисторов и их изменение во времени вынуждают применять термостабилизацию и подстроечные элементы для компенсации разбросов параметров.

Все перечисленные трудности в основном связаны с применением германиевых транзисторов, на которых преимущественно ранее выполнялась схема тракта изображения портативных телевизоров. При этом схема тракта характеризовалась довольно большой сложностью и недостаточно высокими качественными показателями. В процессе модернизации телевизоров электрические и конструктивные параметры тракта изображения удалось улучшить благодаря применению высококачественных транзисторов специального назначения, разработанных с учетом их режимов работы в соответствующих каскадах тракта. Это относится как к германиевым, так и к кремниевым транзисторам. Однако в современных моделях портативных телевизоров, как правило, применяются кремниевые планарные транзисторы. Их применение позволяет значительно повысить температурную стабильность отдельных каскадов тракта изображения, уменьшить число каскадов в УПЧ и количество радиокомпонентов в схеме.

Наряду с обычными бипотенциальными транзисторами в схеме тракта изображения портативных телевизоров второго поколения все шире применяются полевые (МДП) транзисторы с одним и двумя изолированными затворами. Они обладают высоким входным сопротивлением, малым уровнем шумов, высокой термостабильностью. Использование полевых транзисторов вместо бипотенциальных позволяет не только упростить схему тракта изображения и улучшить конструктивные параметры телевизора, но и создать качественно

новые схемы, реализация которых на других активных элементах затруднительна.

Другой характерной особенностью тракта изображения современных портативных телевизоров является применение интегральных микросхем (ИС). Анализ схемных вариантов тракта и особенностей ИС показывает, что в большинстве телевизоров применяются гибридные толстопленочные микрочипы. Такие ИС просты в изготовлении, достаточно дешевы и могут работать при больших рабочих токах и высоких мощностях рассеяния.

Технология изготовления толстопленочных гибридных ИС в общих чертах состоит в следующем. На керамическую подложку через металлические или сетчатые трафареты, изготовленные по топологическому чертежу, наносятся послойно проводниковые, резисторные и диэлектрические пасты. После термической обработки каждого слоя на подложке в виде толстых пленок образуются проводники и контактные площадки для навесных элементов, а также пассивные элементы (резисторы и конденсаторы малой емкости). После нанесения резисторов подложка армируется выводами и облуживается. Толстопленочные резисторы на армированной и луженой подложке подвергаются подгонке по номиналу с помощью лазерного луча. Далее производится установка дискретных миниатюрных бескорпусных транзисторов и конденсаторов большой емкости. При этом все элементы микросхемы в соответствии с принципиальной электрической схемой и топологическим чертежом соединяются между собой проводниками. Подложка с установленными элементами и выводами герметизируется пластмассой. Для толстопленочной технологии нанесение металлизации через трафареты с последующим вжиганием дешевле, чем процессы фотолитографии, используемые в тонкопленочной технологии.

Основным недостатком толстопленочных микросхем является сравнительно небольшая степень интеграции. Они обычно содержат не более 20—30 пассивных и активных элементов. Поэтому большинство таких ИС включает в себя один-два каскада тракта изображения. В качестве примера рассмотрим некоторые ИС серии К224, специально разработанные отечественной электронной промышленностью для применения в бытовых телевизорах. Технология изготовления ИС этой серии приведена выше. В тракте изображения могут быть использованы ИС типов К2УС2413, К2УС247, К2УБ242, К2ЖА245, К174УР2. Электрические схемы ИС указанных типов приведены на рис. 3.2.

Микросхема типа К2УС2413 представляет собой каскодный усилитель и на ней может быть собран каскад УПЧ. Микросхема К2УС247 содержит два транзистора: T_1 включен по схеме с общим эмиттером, а T_2 — по схеме с общей базой. На этой ИС может быть выполнен выходной каскад УПЧ. Микросхема К2УБ242 содержит эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 и каскад на транзисторе T_2 , который может быть включен либо по схеме с общим эмиттером, либо по схеме с общим коллектором. Данная ИС может быть применена в предварительном каскаде УБС. Микросхема К2ЖА245 содержит четыре транзистора, один из которых (T_2) находится в диодном включении. На этой схеме может быть собрано устройство АРУ.

Как видно, для осуществления интеграции тракта изображения требуется довольно большое число отдельных толстопленочных гибридных микросхем, что снижает степень интеграции и не позволяет полностью реализовать преимущества ИС. Более высокой степенью интеграции обладают полупроводниковые интегральные микросхемы, в которых пассивные и активные элементы изготовлены в одном монокристалле полупроводника. Технология изготовления таких схем позволяет на поверхности кристалла площадью 1 мм² разместить несколько десятков и даже сотен пассивных и активных элементов. Многие зарубежные фирмы сейчас выпускают комплексные полупроводниковые ИС для телевизоров. Они позволяют достичь высокой степени интеграции электрической схемы.

В нашей стране для УПЧ изображения разработана полупроводниковая микросхема типа К174УР2. Она изготавливается по планарно-эпитаксиальной технологии и содержит трехкаскадный усилитель промежуточной частоты 1, 2, 3 (рис. 3.2d), видеодетектор 4, предварительный видеоусилитель 5, фазоинвертор 6, ключевой усилитель схемы АРУ 7, регулируемый усилитель АРУ 8, пороговый усилитель АРУ 9, термокомпенсатор 10, ограничитель 11. Основные электрические параметры этой схемы приведены в [33].

Фирма «Siemens» разработала комплексную ИС типа ТВА440, в которой на одной пластине кремния размещены все основные элементы тракта изображения. На рис. 3.3 приведена структурная схема ИС типа ТВА440. Она содер-

Рис. 3.2. Микросхемы серии К224: а — типа К2УС2413; б — типа К2УС247; в — типа К2УБ242; г — типа К2ЖА245; д — типа К174УР2

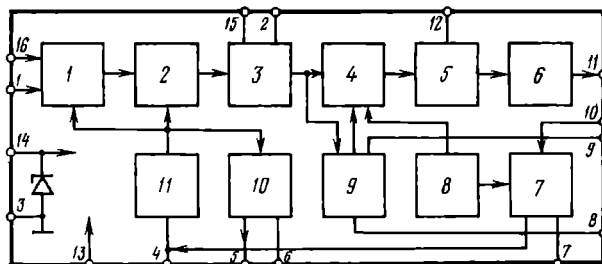


Рис. 3.3. Структурная схема интегрального микрочипа типа ТВА440: 1—3 — трехкаскадный УПЧ; 4 — видеодетектор; 5 — согласующий каскад; 6 — фазовый инвертор; 7 — дифференцирующий усилитель устройства АРУ; 8 — температурный компенсатор; 9 — ограничитель; 10 — пороговый усилитель; 11 — выходной усилитель АРУ

3.2. Усилитель сигналов промежуточной частоты

Амплитудно-частотная характеристика усилителя. Тракт промежуточной частоты согласно структурной схеме рис. 3.1 включает в себя входное устройство и УПЧ. Эти элементы в основном обеспечивают усиление и избирательность. Поскольку входное устройство практически является составной частью УПЧ, то в дальнейшем будем рассматривать особенности УПЧ с учетом входного устройства. Параметры избирательности УПЧ регламентируются типовой АЧХ, которую должен иметь тракт изображения по промежуточной частоте. Определяются эти параметры телевизионным стандартом.

В зависимости от вида модуляции несущей звукового сопровождения и способа передачи телевизионной видеосигнальной информации (на верхней или нижней боковой полосе) существуют два типа АЧХ усилителя промежуточной частоты. Первый тип характеризует частотные свойства УПЧ совмещенного канала промежуточной частоты, в котором усиливаются сигналы как изображения, так и звукового сопровождения. Второй тип присущ УПЧ телевизоров, предназначенных для приема амплитудномодулированных сигналов звукового сопровождения.

На рис. 3.4 приведены типовые АЧХ УПЧ для основных телевизионных стандартов: а — D; б — В для большинства европейских стран; в — В для Италии; г — М для США; д — М для Японии; е — Е. Характеристики, изображенные на рис. 3.4а, б, в, г, д, присущи для совмещенного тракта промежуточной частоты. Для неискаженной передачи сигналов изображения и звукового сопровождения по совмещенному УПЧ должна обеспечиваться определенная глубина режекции на соответствующих частотах диапазона. Такими частотами являются f_1 , f_2 , f_3 , отмеченные на рис. 3.4а. Значения частот режекции для каждого стандарта вполне определенные. Например, для стандарта D $f_1 = 30,0$ МГц, $f_2 = 39,5$ МГц, $f_3 = 40,5$ МГц; для стандарта В (см. рис. 3.4б) $f_1 = 31,9$ МГц, $f_2 = 40,4$ МГц, $f_3 = 41,5$ МГц и т. д. Глубина режекции на частоте f_1 определяет избирательность УПЧ по нижележащему соседнему каналу, а на частотах f_2 , f_3 — по вышележащему. Кроме того, от степени режекции на частоте f_3 зависит форма АЧХ в области $f_{п.н}$. Чтобы портативный телевизор отвечал современным требованиям, УПЧ должен обеспечивать следующую избирательность по отношению к уровню АЧХ на частоте $f_{п.н}$: 40 дБ на частотах f_1 и f_2 , 30 дБ на частоте f_3 . Совмещенный УПЧ должен также осуществлять примерно десятикратное подавление (20 дБ) сигнала звукового сопровождения $f_{з.с.}$, так как для большинства телевизионных стандартов соотношение мощностей передатчиков сигналов звукового сопровождения и изображения равно 5:1. В области $f_{п.н}$ АЧХ должна быть по возможности горизонтальной во избежание появления паразитной амплитудной модуляции ЧМ сигналов звукового сопровождения.

На рис. 3.4е показана типовая АЧХ УПЧИ телевизора, предназначенного для приема сигналов французского телевизионного стандарта. Поскольку в этом телевизоре УПЧ усиливает только сигналы изображения, то на $f_{п.н}$ необходимо произвести режекцию с глубиной не менее 30 дБ. На частотах f_1 и f_2 глубина режекции составляет 40 дБ. Французский стандарт предусматривает передачу сигналов изображения на нижней боковой полосе, поэтому частота $f_{п.н}$ должна соответствовать примерно середине нижнего склона АЧХ. В предыдущих АЧХ поднесущая изображения соответствует середине верхнего склона АЧХ, так как в этих стандартах передача ведется на верхней боковой полосе. Во избежание искажений видеосигнала при усилении в УПЧ и детектировании склон АЧХ, в районе которого располагается $f_{п.н}$, должен быть линейным. Кроме того, АЧХ не должна иметь резких выбросов и перекосов.

Способы формирования АЧХ. Требование необходимой избирательности тракта усиления сигналов изображения выполняется двумя путями: либо применением сложных контурных систем в каскадах УПЧ, либо путем включения на входе УПЧ специальной селективной системы — фильтра сосредоточенной селекции (ФСС). В первом случае широкополосное входное устройство УПЧ выполняет в основном функцию согласования входа усилителя с выходом СКМ, избирательность обеспечивается им только частично. Выходное сопротивление транзисторного СКМ составляет 75 Ом, поэтому входное устройство УПЧ должно иметь такое же входное сопротивление. Наиболее простой является схема

емкостной связи, основу которой составляет емкостный делитель. Часто согласование кабеля связи с контуром смесителя СКМ производится по автотрансформаторной схеме, а со входом УПЧ — по трансформаторной. Может быть

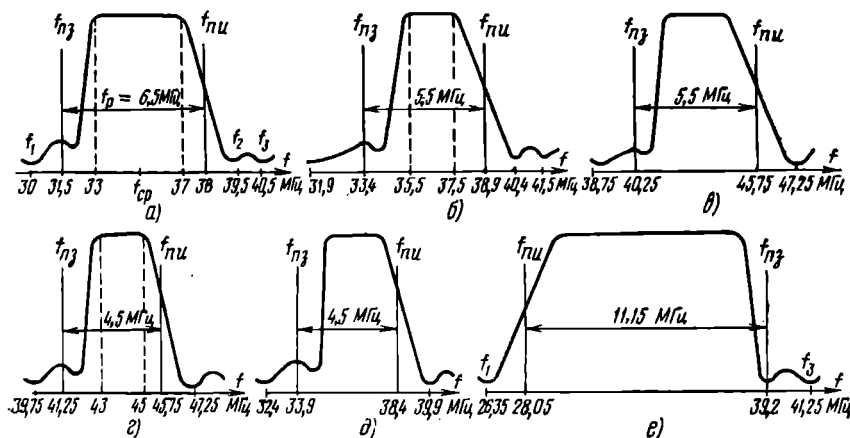


Рис. 3.4. Амплитудно-частотные характеристики УПЧ для основных телевизионных стандартов

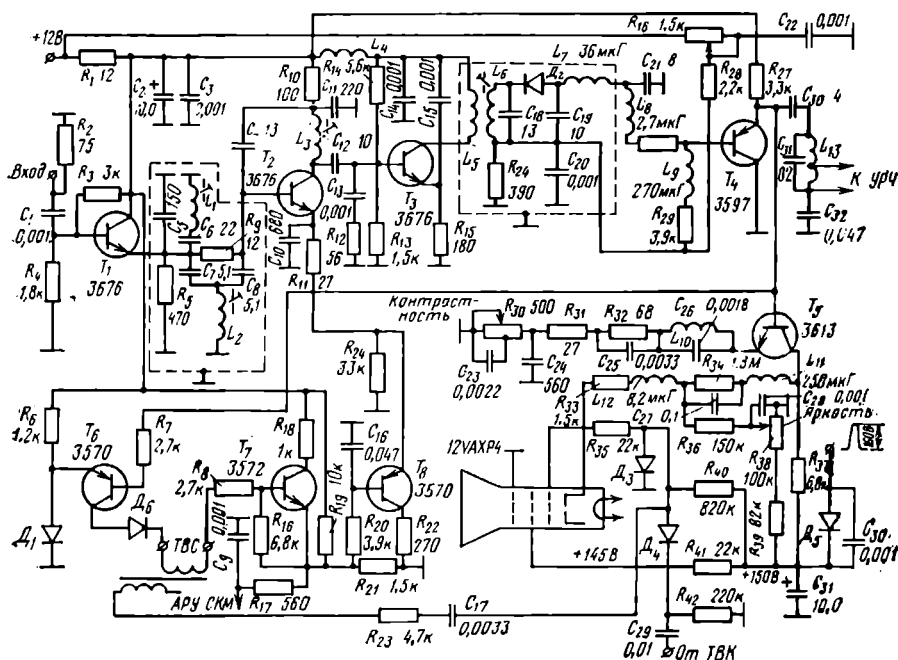


Рис. 3.5. Принципиальная схема тракта изображения телевизора KCS187

применено также входное устройство, использующее сочетание трансформаторного и емкостного способов согласования или полосовые фильтры на обмотках соединительного кабеля

Перечисленные пассивные способы согласования УПЧ с СКМ не позволяют получить оптимальный режим по комплексу параметров: избирательности, коэффициенту передачи мощности, уровню перекрестных искажений. В некоторых современных портативных телевизорах с целью оптимизации режима работы УПЧ на входе включается согласующий каскад на транзисторе. Например, в телевизоре KCS187 (рис. 3.5) эту роль выполняет эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 . Согласование с выходным кабелем СКМ производится включением непосредственно на входе УПЧ резистора R_2 сопротивлением 75 Ом. Большое входное сопротивление эмиттерного повторителя не нарушает режима согласования. Его небольшое выходное сопротивление хорошо согласуется с ФСС, включенным в базовую цепь первого усилительного каскада УПЧ.

Для согласования на вход УПЧ может быть включен каскад с общим эмиттером, например, как это сделано в телевизоре «Юность-603» (рис. 3.6). В базовую цепь транзистора согласующего каскада включен широкополосный фильтр (L_1, C_1, C_2), обеспечивающий предварительную избирательность тракта.

В УПЧ с неизбирательными или слабоизбирательными входными устройствами формирование необходимой АЧХ производится резонансными системами, включенными в каскадах усилителя. Эти системы представляют собой сочетание коллекторных и режекторных контуров. В качестве резонансных систем каскадов УПЧ могут применяться одиночные контуры, настроенные на частоту сигнала, полосовые фильтры и смешанные резонансные цепи. Необходимая АЧХ может быть получена при использовании двух типов схем: резонансного усилителя и усилителя с взаимно расстроенными контурами. В первом из них все контуры настраиваются на среднюю частоту полосы пропускания УПЧ, причем частотная характеристика каждого каскада должна быть такой, чтобы обеспечивалась требуемая форма результирующей характеристики. А во втором типе схем каждый каскад настраивается на различные частоты полосы пропускания таким образом, чтобы получить требуемую результирующую характеристику.

В транзисторных УПЧ второй тип схем дает меньшее усиление, чем первый, поскольку он характеризуется более широкой полосой пропускания на каскад. Поэтому чаще в УПЧ на транзисторах используются каскады с широкополосными контурами, настроенными в резонанс, а избирательность по каналу изображения обеспечивается применением режекторных контуров, настроенных на частоты мешающих сигналов. Однако стабильность работы усилителя с взаимно расстроенными контурами значительно выше благодаря настройке контуров на разные частоты. В каскадах, охваченных системой АРУ, как правило, применяются одиночные контуры, так как их настройка при действии АРУ изменяется в меньшей степени, чем полосового фильтра.

В схемах УПЧ, которые используют одиночные резонансные системы, режекторные контуры могут включаться в любом каскаде, а также на входе. Например, два режекторных контура с последовательным резонансом на входе УПЧ обеспечивают подавление более высокочастотных мешающих сигналов, а режекторные контуры с последовательным резонансом первого и второго каскадов обеспечивают формирование «площадки» на частотной характеристике в области расположения промежуточной частоты звукового сопровождения. Емкость и индуктивность режекторного контура выбирают таким образом, чтобы получить необходимое затухание мешающего сигнала в точке включения контура в схему.

Применение одиночного резонансного контура в каскадах УПЧ не позволяет одновременно получить высокий коэффициент усиления и необходимую избирательность. В результате требуется большее количество каскадов (четыре—шесть). Лучшими характеристиками обладает УПЧ с полосовыми фильтрами, образованными коллекторным контуром предыдущего каскада и базовым контуром последующего каскада. На рис. 3.7 приведена схема тракта изображения, в УПЧ которого между каскадами включены полосовые фильтры: первый фильтр между транзисторами T_1 и T_2 , второй — между T_2 , T_3 и третий — между T_3 и видеодетектором.

В каскадах УПЧ с полосовыми фильтрами оба контура настраиваются в резонанс, а связь между ними может быть индуктивной, емкостной или комбинированной. В портативных транзисторных телевизорах применяются в основном два способа связи контуров полосового фильтра — индуктивная (L_2 и

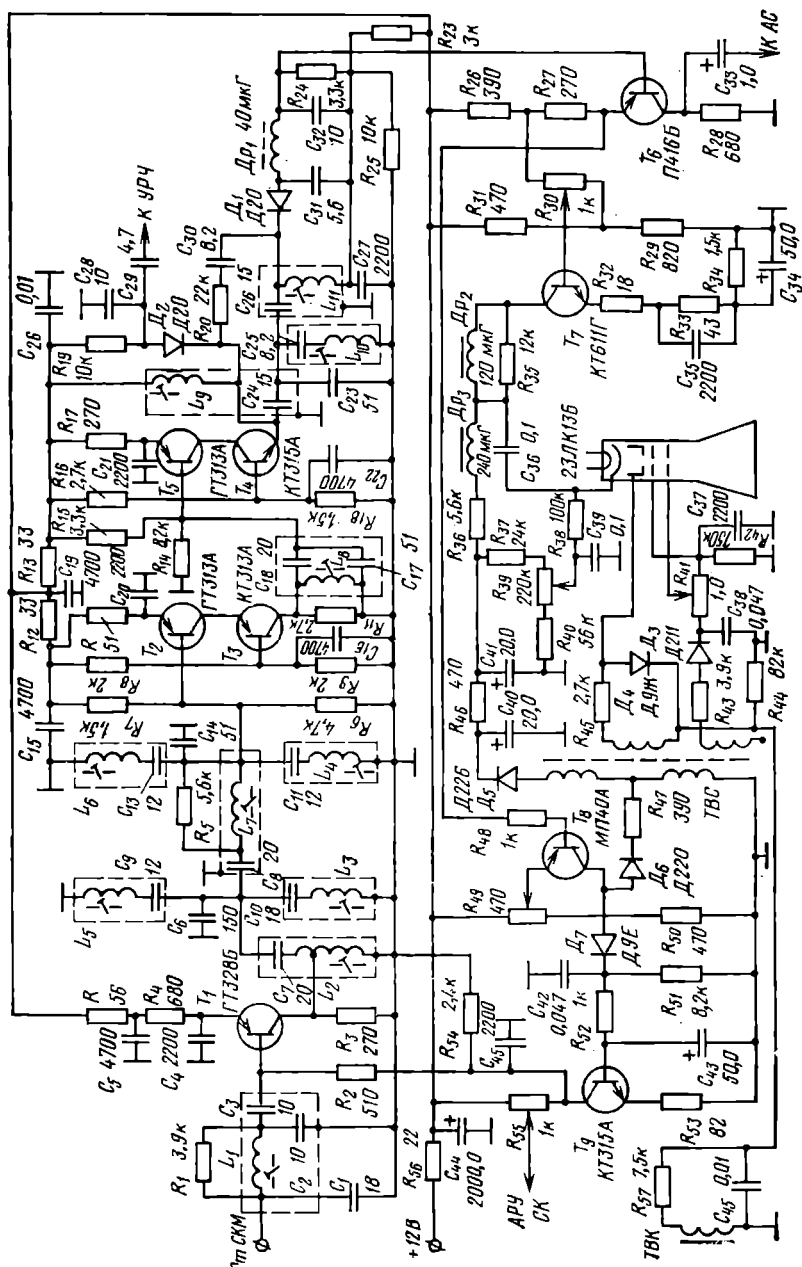


Рис. 3.6. Принципиальная схема тракта изображения телевизора «Юность-603»

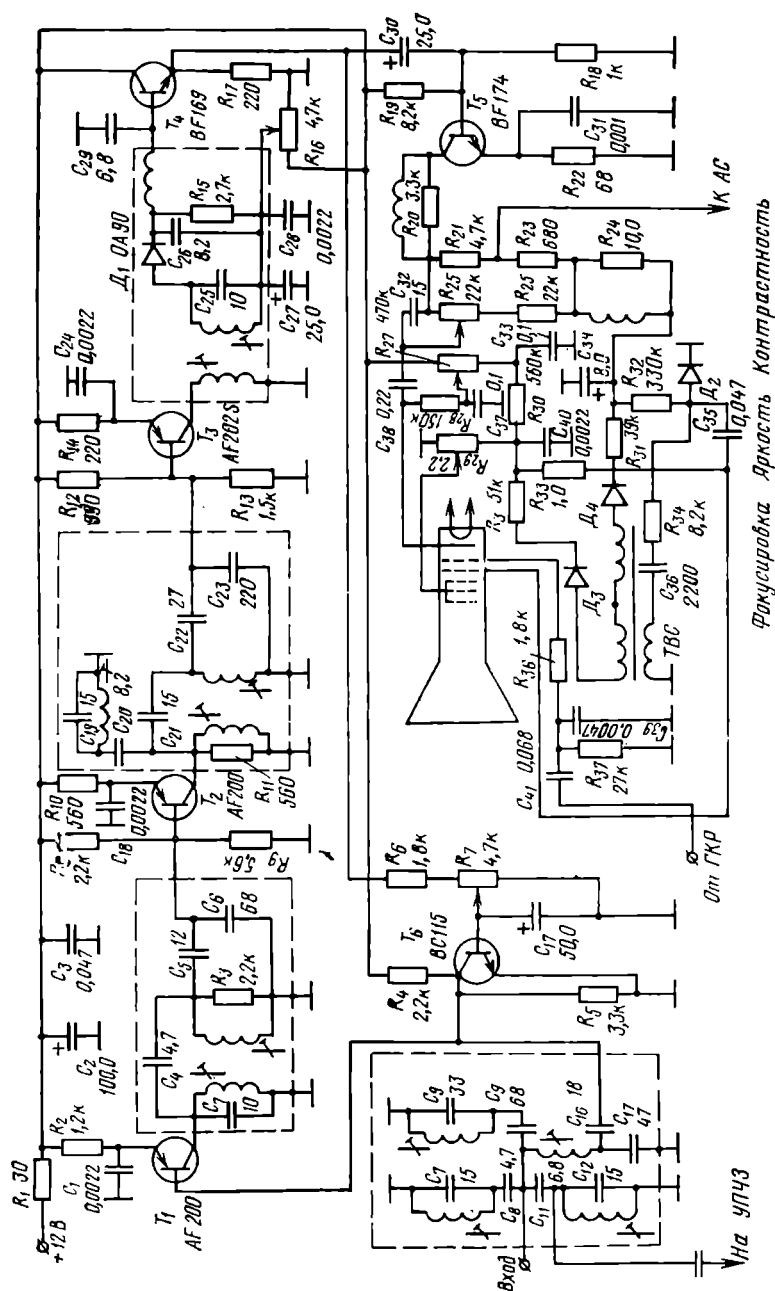
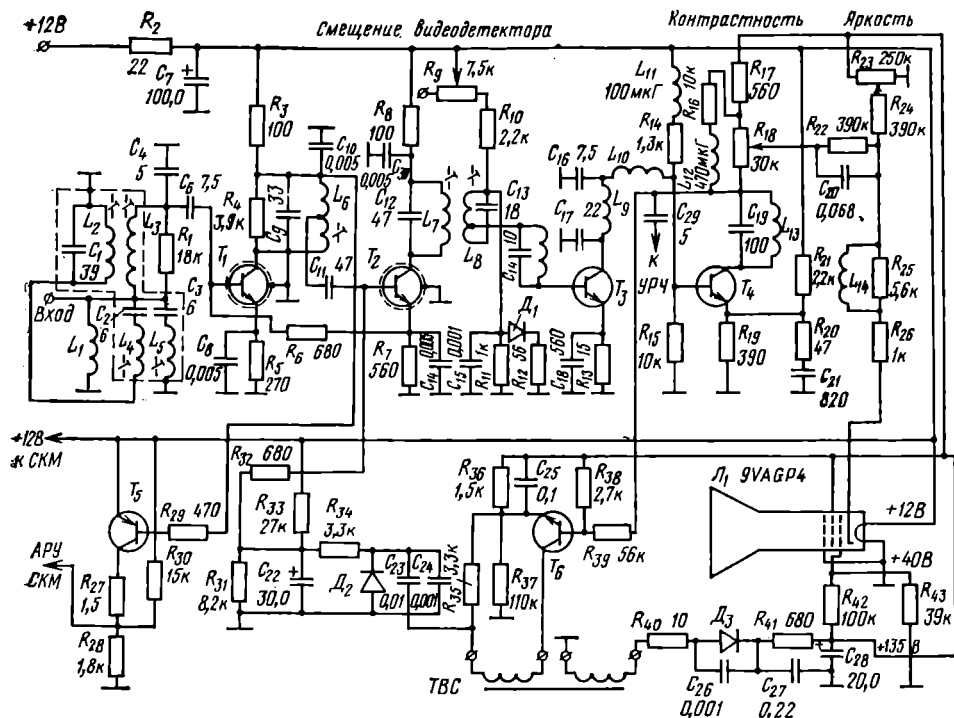
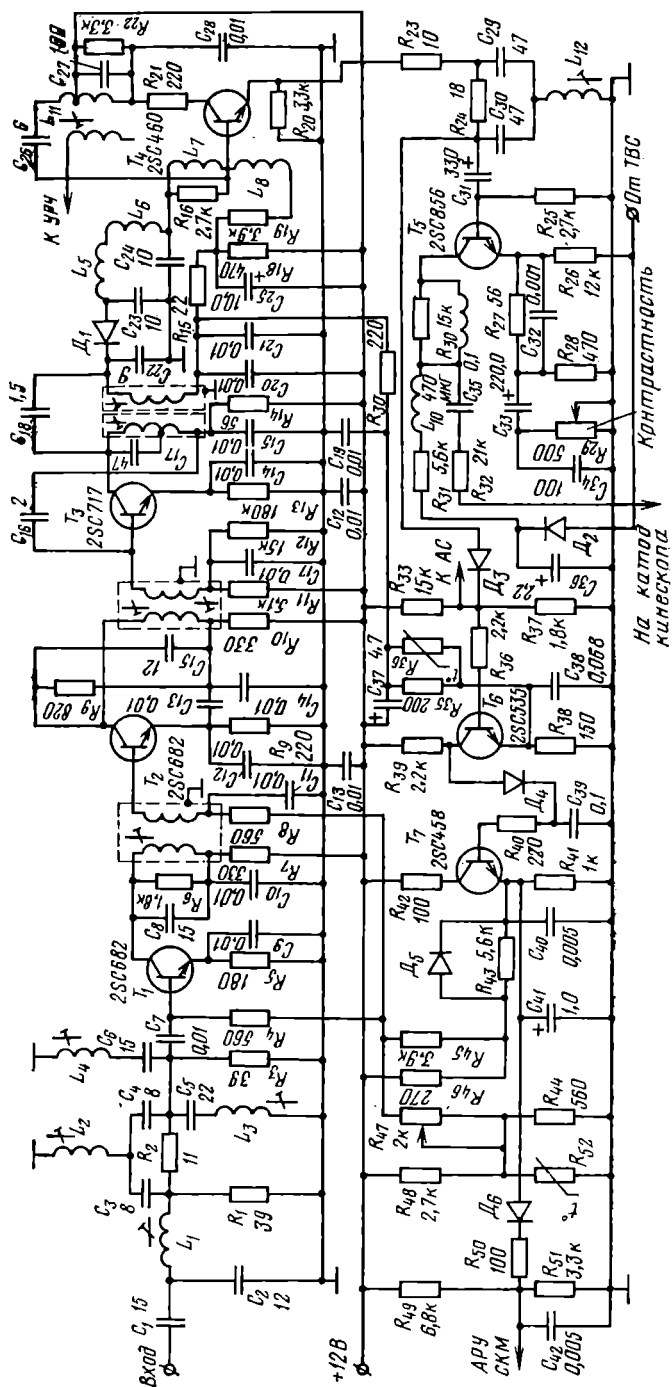


Рис. 3.7. Принципиальная схема тракта изображения телевизора «Prandeni»

L_6 на рис. 3.5) и емкостная (C_4 , C_{21} на рис. 3.7). Причем емкостная связь применяется и для каскадов с одиночными контурами. С точки зрения настройки емкостная связь проще по сравнению с индуктивной. При емкостной связи изменение входной емкости транзистора из-за относительно большой емкости контура мало влияет на его резонансную частоту. В каскадах УПЧ с полосовыми фильтрами применение емкостных схем согласования увеличивает добротность контура. Малое входное сопротивление транзистора хорошо согласуется с нагрузкой при большой емкости контура, если необходимо получить узкую полосу пропускания. В тех схемах, где для согласования каскадов применяется емкостный делитель напряжения (C_{22} , C_{23} на рис. 3.7), конденса-





транзисторов (в основном два-три транзистора). Например, в тракте изображения, схема которого приведена на рис. 3.8, УПЧ содержит два каскада на транзисторах T_1 и T_2 . В коллекторную цепь первого транзистора включен одиночный контур L_6C_6 . Нагрузкой второго каскада является полосовой фильтр L_7C_{12} и L_8C_{13} . В трехкаскадном УПЧ (см. рис. 3.9) в первых двух каскадах (транзисторы T_1 , T_2) включены одиночные контуры, а в последнем каскаде (T_3) — полосовой фильтр.

В малокаскадных УПЧ на входе обязательно присутствует ФСС. Такой вариант построения УПЧ обладает рядом преимуществ: обеспечивается самостоятельная настройка ФСС (без УПЧ), нагруженного на эквивалент нагрузки; ослабляются искажения АЧХ при действии АРУ, так как при использовании широкополосных контуров в каскадах УПЧ практически не сказывается влияние входной и выходной емкостей транзисторов; снижается вероятность возбуждения, так как ослабляются паразитные обратные связи между каскадами. Фильтр сосредоточенной селекции представляет собой единую конструкцию, состоящую из нескольких связанных контуров. Он объединяет в одном месте усилительного тракта основную часть цепей селекции, обеспечивает формирование частотной и фазовой характеристик, необходимую избирательность, уменьшает количество узлов связи усилительных элементов с высокоселективными цепями. Последнее повышает устойчивость усилителя и облегчает его настройку, что особенно важно для транзисторных схем, в которых паразитные связи имеют весьма существенное значение.

Установка ФСС между выходом СКМ и входом УПЧ позволяет сравнительно легко согласовать эти блоки телевизора, уменьшить возможность появления в УПЧ перекрестных искажений, так как основная избирательность осуществляется в линейном элементе — ФСС. Значительно упрощается и настройка УПЧ, так как при включении ФСС каскады УПЧ можно конструировать широкополосными, не требующими сложной настройки.

На рис. 3.10 показаны схемы ФСС, применяющиеся в УПЧ портативных транзисторных телевизоров. Они содержат резонансные контуры, включенные последовательно во входную цепь УПЧ, которые участвуют в формировании полосы пропускания тракта изображения. Как правило, они настраиваются на среднюю частоту $f_{ср}$ (отмечена на рис. 3.4а) полосы пропускания УПЧ. Например, для отечественного стандарта $f_{ср}=35$ МГц, для американского $f_{ср}=44$ МГц (см. рис. 3.4). Режекторные контуры, обуславливающие избирательность УПЧ на частотах f_1 , $f_{п.в.}$, f_2 , f_3 (см. рис. 3.4), подключаются параллельно к входу усилителя.

В приведенных схемах ФСС используется различное количество резонансных контуров. Их число зависит от степени участия ФСС в формировании АЧХ тракта изображения. В этом смысле возможны два варианта построения УПЧ. В первом практически полностью разделены функции формирования АЧХ и усиления сигналов соответственно между ФСС и УПЧ. В этом случае каскады УПЧ являются широкополосными и АЧХ полностью формирует ФСС. В данном варианте ФСС обычно содержит два-три контура в цепи подачи сигнала и три-четыре режекторных контура. На рис. 3.10а приведена схема семиконтурного ФСС, обеспечивающего АЧХ, показанную на рис. 3.4а. На схеме ФСС отмечены частоты настройки контуров. Три контура в цепи подачи сигнала настроены на частоту $f_{ср}$, а четыре режекторных — соответственно на частоты f_1 , f_2 , f_3 , $f_{п.в.}$. Входное и выходное сопротивления этого ФСС равны 75 Ом.

Схема ФСС (рис. 3.10б) телевизора «Юность-603» содержит в цепи подачи сигнала на один контур меньше, чем в предыдущей схеме. Это возможно благодаря включению в базовую цепь предварительного каскада (T_1 на рис. 3.6) контура $L_1C_1C_2$, настроенного на $f_{ср}$. Для согласования каскада T_1 с ФСС применено неполное (автотрансформаторное) подключение коллекторной цепи к катушке L_1 (см. рис. 3.10б); L_2 на рис. 3.6. Несколько видоизмененная схема ФСС первого варианта построения приведена на рис. 3.10в. Она содержит три режекторных контура и два последовательно-параллельных, настроенных на частоту $f_{ср}$.

Во втором варианте УПЧ каскады имеют более узкую полосу пропускания по сравнению с первым вариантом и определяют форму АЧХ в пределах среднего участка диапазона промежуточной частоты. В этом случае ФСС в основном выполняет функции режекции на частотах f_1 , $f_{п.в.}$, f_2 , f_3 . Такие ФСС со-

держат только режекторные контуры, включенные параллельно на входе УПЧ. Например, ФСС, схема которого приведена на рис. 3.10г (применен в телевизоре 4В117), содержит три режекторных контура и обеспечивает избирательность УПЧ в соответствии с АЧХ американского стандарта (см. рис. 3.4г). В схеме рис. 3.10д (применена в телевизоре А10-1), помимо трех режекторных контуров, имеется один контур в цепи подачи сигнала. В УПЧ с таким ФСС

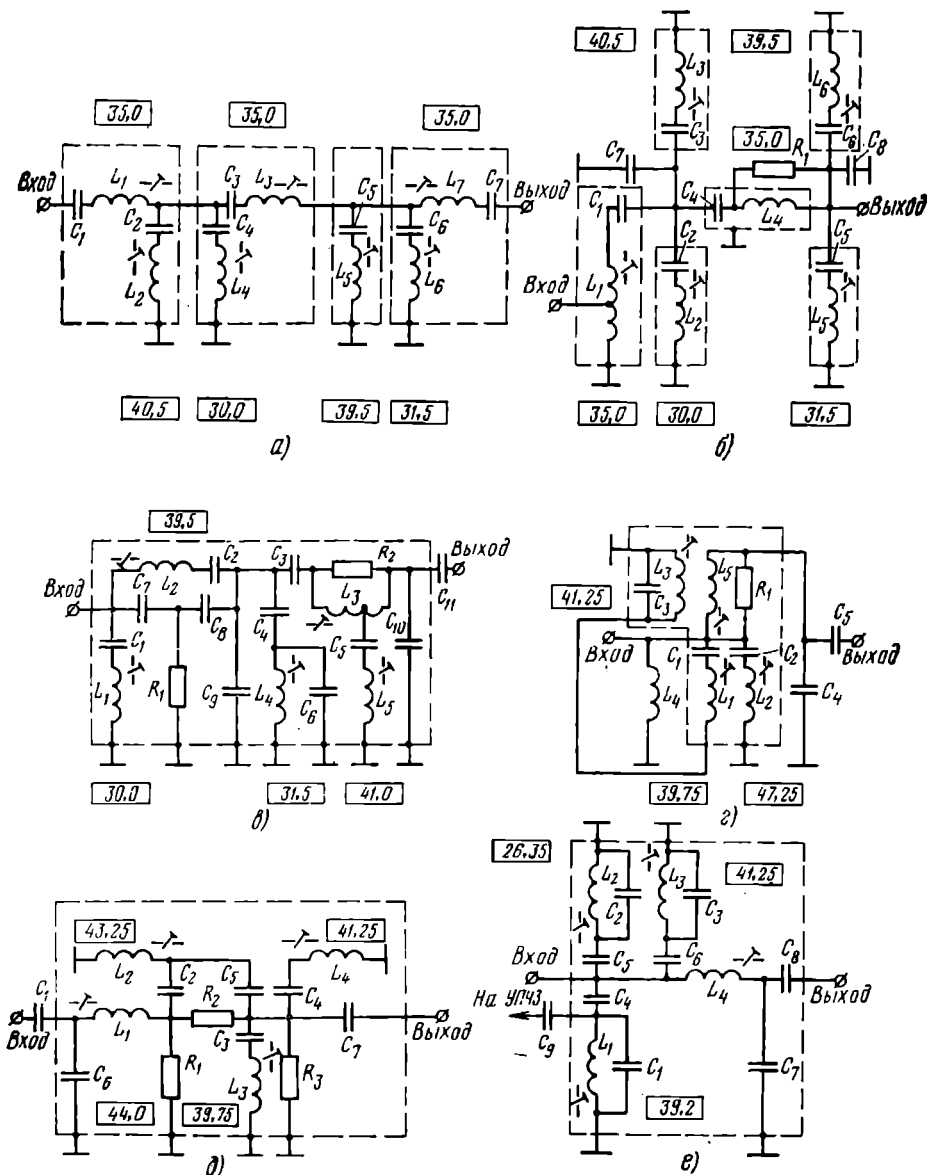


Рис. 3.10. Схемы фильтров сосредоточенной селекции

АЧХ в средней части полосы пропускания формируется совместно ФСС и каскадами УПЧ.

В УПЧИ телевизоров с параллельными каналами усиления сигналов изображения и звукового сопровождения требуется ФСС, содержащий максимально три режекторных контура. При этом он, как правило, не имеет контуров, настроенных на среднюю частоту полосы пропускания, так как эту роль выполняют полосовые фильтры каскадов УПЧ (см. рис. 3.7). На рис. 3.10е приведена схема ФСС включенного на входе УПЧ телевизора «Prandoni», предназначенного для французского телевизионного стандарта. Частоты режекции, отмеченные на этом рисунке, соответствуют АЧХ, показанной на рис. 3.4е. Фильтры сосредоточенной селекции могут быть включены непосредственно на входе УПЧ (см. рис. 3.7, 3.8, 3.9) либо после первого согласующего каскада УПЧ (см. рис. 3.5, 3.6).

Особенности каскадов УПЧ. Каскад УПЧ на транзисторе должен обеспечить: необходимое усиление мощности сигнала при широкой полосе пропускания, хорошее согласование с другими каскадами, стабильную работу с применением нейтрализации, возможность включения схемы АРУ и подачи постоянного напряжения смещения. Поскольку верхние частоты полосы пропускания УПЧ не превышают 50 МГц для действующих телевизионных стандартов, а граничные частоты усиления современных высокочастотных транзисторов достигают нескольких сотен мегагерц, в УПЧ транзисторы включаются по схеме с общим эмиттером.

От одного каскада УПЧ, работающего на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, практически можно получить усиление в 20 дБ. Оно зависит от ширины полосы пропускания, количества режекторных контуров, включаемых в схему каскада (поскольку они вносят ослабление сигнала), и величины напряжения АРУ. Часто в УПЧ используются те же типы транзисторов, что и в блоке СКМ, поскольку в каскадах, работающих на частотах 30—50 МГц, при этом упрощаются способы нейтрализации внутренних обратных связей. В настоящее время в УПЧ, как правило, применяются кремниевые планарные транзисторы.

Высокочастотные транзисторы УПЧ имеют небольшие входные и выходные емкости, минимальное значение параметра обратной связи $r_6 C_k$ (r_6 — распределенное сопротивление базы, C_k — емкость между коллектором и базой) и максимальную величину проводимости прямой передачи Y_{21} . Входная и выходная емкости транзистора входят в состав колебательных контуров, и поэтому, чтобы не оказывать влияния на стабильность параметров УПЧ, должны быть минимальными. Кроме того, малые значения входной и выходной емкостей транзистора позволяют обеспечить требуемую величину полосы пропускания без дополнительного шунтирования контуров резисторами.

Из-за наличия у транзисторов УПЧ сравнительно больших межэлектродных емкостей приходится принимать меры по нейтрализации паразитных обратных связей. В каскадах УПЧ нейтрализация внутренней обратной связи осуществляется так же, как и в каскадах ВЧ блока с помощью внешней обратной связи между коллектором и базой транзистора. Однако в каскадах УПЧ нейтрализацию осуществить проще, чем в каскадах СК благодаря более низким рабочим частотам, значения которых к тому же всегда постоянны. Кроме того, напряжение внутренней обратной связи в транзисторах на частотах в несколько десятков мегагерц значительно меньше, чем на рабочих частотах ВЧ блока.

Благодаря созданию высококачественных транзисторов с малыми значениями параметра $r_6 C_k$, нейтрализация каскадов УПЧ вообще может отсутствовать. Для уменьшения влияния паразитных обратных связей в УПЧ применяют также каскодные схемы. Каскодная схема представляет собой двухкаскадный усилитель, не имеющий межкаскадных частотнозависимых элементов. Каскодное соединение транзисторов позволяет получить более устойчивый коэффициент усиления, чем у схемы с общим эмиттером. В УПЧ портативных телевизоров обычно используется схема каскодного усилителя «общий эмиттер—общая база». Каскодные усилители применены в УПЧ телевизора «Юность-603» (см. рис. 3.6). Первый каскад, включенный после ФСС, выполнен на двух германиевых транзисторах — T_2 , T_3 типа ГТ313А. Во втором каскодном усилителе первый германиевый транзистор T_5 типа ГТ313А включен по

схеме с общим эмиттером, а второй T_4 типа КТ315А — по схеме с общей базой. Цели нейтрализации в этих каскадах отсутствуют.

С целью получения максимального усиления УПЧ при обеспечении необходимой АЧХ применяют различные способы согласования каскадов УПЧ, а также всего усилителя по входу с СК и по выходу с видеодетектором. Способы согласования каскадов УПЧ зависят от особенностей цепей межкаскадной связи. Если применена индуктивная связь, то согласование может быть трансформаторным или автотрансформаторным. В схеме, показанной на рис. 3.9, согласование первого и второго каскадов УПЧ (транзисторы T_1, T_2), а также второго и третьего (T_2, T_3) производится с помощью межкаскадных трансформаторов. Эти трансформаторы образованы катушкой индуктивности коллекторного контура и базовой обмоткой, которая наматывается на одном каркасе с коллекторной катушкой. Подбором соотношения витков коллекторной и базовой обмоток трансформатора получают оптимальное согласование каскадов. Автотрансформаторный способ согласования реализован в схеме рис. 3.8. В этом случае базовая цепь транзистора последующего каскада подключается к отводу катушки коллекторного контура L_6C_9 или катушки второго контура L_3C_{13} полосового фильтра.

При наличии емкостной связи между каскадами УПЧ согласование производится с помощью емкостных делителей. Например, в схеме рис. 3.6 входная цепь каскада T_4, T_5 включена в точку соединения конденсаторов C_{17}, C_{18} . Эти конденсаторы являются емкостью коллекторного контура предыдущего каскада. Благодаря такому соединению обеспечивается неполное включение входной цепи последующего каскада в этот контур. Аналогичным образом (с помощью конденсаторов C_{23}, C_{24}) согласован видеодетектор с последним каскадом УПЧ. При использовании полосовых фильтров между каскадами УПЧ согласование осуществляется также с помощью емкостных делителей (см. рис. 3.7).

3.3. Автоматическая регулировка усиления

Способы регулировки усиления тракта изображения. Во всех современных портативных телевизорах предусматриваются устройства автоматической регулировки усиления приемного тракта. При этом регулировке подвергаются, как правило, один-два первых каскада УПЧ и УВЧ блока СКМ. Реже производится регулировка усиления УВЧ блока СКД.

Как правило, на блок СКМ напряжение АРУ подается с задержкой. Напряжение АРУ не должно подаваться на УВЧ блока СКМ до тех пор, пока коэффициент усиления УПЧ не уменьшится до величины, при которой еще сохраняется удовлетворительное отношение сигнал/шум в тракте изображения. Дальнейшее снижение коэффициента усиления тракта (без уменьшения усиления блока СКМ) может вызвать перекрестную модуляцию вследствие большого уровня сигнала, поступающего с выхода СКМ на вход УПЧ.

В УПЧ транзисторных телевизоров так же, как и в СК, применяются прямой и обратный способы АРУ. Обычно напряжение прямой АРУ подается на УВЧ блока СКМ и каскады УПЧ с широкой полосой пропускания, а обратной — на каскады с полосовыми фильтрами, где важно иметь постоянство резонансной частоты контуров. Выбор способа АРУ в большой степени определяется характером нагрузки каскада УПЧ. Если контурная емкость каскада велика, то в большинстве случаев применяется прямая АРУ. При этом изменение входной и выходной емкости транзистора практически не влияет на резонансную частоту контура. И, наоборот, когда контурная емкость мала, используется обратная АРУ. При этом параметры резонансных цепей каскада не изменяются.

В современных УПЧ, каскады которых выполнены по схеме с общим эмиттером, напряжение АРУ, как правило, подается на базы транзисторов регулируемых каскадов. Регулироваться могут один (T_2 на рис. 3.5, T_1 на рис. 3.7) или два (T_1, T_2 на рис. 3.9) первых каскадов УПЧ. Когда напряжение АРУ подается одновременно на два каскада УПЧ, предусматриваются меры развязки (например, конденсатор C_{11} на рис. 3.9) во избежание самовозбуждения УПЧ по цепи АРУ. Поддача регулирующего напряжения на базы каскадов УПЧ влияет на форму АЧХ, так как в процессе регулировки меняется режим транзисторов этих каскадов. Этот недостаток устраняется в УПЧ с отдельным

регулируемым каскадом, не участвующим в формировании АЧХ, при использовании регулируемых аттенюаторов и шунтирующих каскадов в схеме АРУ.

Один из способов устранения отмеченного недостатка реализован в схеме телевизора «Юность-603» (см. рис. 3.6). На вход тракта изображения (до ФСС) включен усилительный каскад T_1 , регулируемый устройством АРУ. В этом случае регулировка усиления практически не влияет на АЧХ тракта.

Другой способ улучшения стабильности частотных характеристик УПЧ заключается в применении аттенюаторов, управляемых сигналом устройства АРУ. При этом режимы транзисторов УПЧ в процессе регулирования остаются неизменными. Обычно управляемые аттенюаторы включаются на входе УПЧ. Поскольку внутреннее сопротивление источника управляющего сигнала и входное сопротивление первого каскада УПЧ малы, то применяются управляемые аттенюаторы последовательного типа. В качестве аттенюатора обычно используется диод, включенный последовательно в базовую цепь первого каскада УПЧ. Сопротивление этого диода меняется в зависимости от амплитуды принимаемого сигнала.

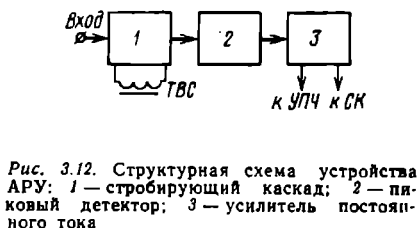
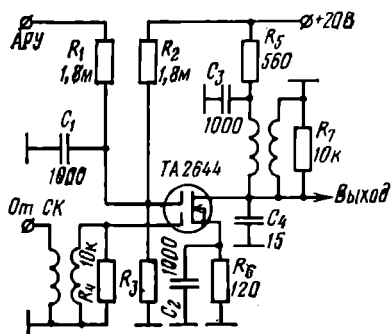


Рис. 3.12. Структурная схема устройства АРУ: 1 — стробирующий каскад; 2 — пиковый детектор; 3 — усилитель постоянного тока

Рис. 3.11. Принципиальная схема регулируемого каскада УПЧ на полевом транзисторе

К пассивным устройствам регулировки усиления относятся также АРУ шумового типа. В них изменяется сопротивление диода, включенного параллельно входу УПЧ или нагрузке первого каскада. Пассивные устройства АРУ просты и используются в основном в упрощенных моделях телевизоров с небольшими размерами экрана. Однако они не обеспечивают нужного динамического диапазона регулировки, удовлетворяющего современным требованиям. В большинстве современных телевизоров применяются активные устройства АРУ, в которых используются специальные транзисторы.

Улучшить параметры автоматической регулировки позволяет применение в первых каскадах УПЧ полевых транзисторов. Как известно, полевые транзисторы управляются напряжением, а не током, как обычные бипотенциальные транзисторы. Это свойство упрощает устройство АРУ, так как на выходе его не требуется усилитель постоянного тока. Кроме того, у полевого транзистора от режима практически не зависят входные и выходные параметры. Особенно перспективно применение в первом каскаде УПЧ полевого транзистора с двумя затворами. Это позволяет развязать цепи подачи сигнала и управляющего напряжения. На рис. 3.11 приведена принципиальная схема каскада УПЧ на таком транзисторе типа TA2644.

Особенности построения схемы устройства АРУ. В общем виде устройство АРУ портативных телевизоров содержит стробирующий каскад, пиковый детектор и усилитель постоянного тока (рис. 3.12). По этой схеме строятся устройства так называемой ключевой АРУ, нашедшие широкое применение в портативных телевизорах. Устройство ключевой АРУ управляется во время обратного хода строчной развертки импульсами, поступающими со строчного трансформатора. Это обеспечивает хорошую помехоустойчивость системы при малой постоянной времени установления режима. В некоторых схемах отсутствует выходной усилитель сигналов управления. В этом случае его функции выпол-

няет регулируемый каскад УПЧ. Иногда вместо детектора импульсов обратного хода применяются интегрирующие цепочки. По способу подключения устройства АРУ к выходу усилительного тракта изображения различается несколько вариантов схем. Видеосигнал устройства АРУ подается либо с видеодетектора, либо с отдельного детектора АРУ, выполненного на диоде или транзисторе, либо с эмиттерного повторителя или с оконечного каскада УВС.

По классической схеме ключевой регулировки, соответствующей рис. 3.12, выполнено устройство АРУ телевизора «Юность-603» (см. рис. 3.6). На транзисторе T_6 собран стробирующий каскад. В коллекторную цепь транзистора поступают отрицательные импульсы с обмотки строчного трансформатора (ТВС). Они отпирают транзистор, и на выход каскада проходит видеосигнал, поступающий через R_{18} с эмиттерного повторителя УВС. Порог отпирающего стробирующего каскада устанавливается потенциометром R_{19} . Роль пикового детектора выполняет диод D_7 , нагруженный на параллельно соединенные резистор R_{51} и конденсатор C_{42} . Под действием строчных синхронимпульсов, которые проходят через стробирующий каскад во время обратного хода строчной развертки, заряжается конденсатор C_{42} , причем это напряжение пропорционально размаху входного видеосигнала. С помощью усилителя постоянного тока на транзисторе T_9 это напряжение усиливается и подается через R_2 на базу первого каскада УПЧ (T_1). Этот каскад выполняет только функцию регулировки усиления УПЧ. Для него специально разработан транзистор типа ГТ328, обеспечивающий прямую АРУ. У этого транзистора значительно меньше входная и выходная емкости, чем у обычных германиевых транзисторов, применяющихся в УПЧ. Кроме того, эти емкости весьма мало изменяются при действии АРУ. Регулировочные свойства этого транзистора позволяют осуществить поддержку срабатывания АРУ при действии на входе СК слабых сигналов. Это подтверждает зависимость коэффициента усиления от коллекторного тока, приведенная на рис. 2.15. Как видно из нее, коэффициент усиления остается неизменным в пределах изменения тока от 3 до 5 мА. Напряжение АРУ на УВЧ блока СКМ снимается с движка потенциометра R_{55} .

В схеме тракта изображения, приведенной на рис. 3.9, применено аналогичное рассмотренному устройство АРУ. Оно выполнено на транзисторах T_6 , T_7 и диоде D_4 . Однако ключевой режим стробирующего каскада в нем обеспечивается несколько иным способом. Благодаря выбору режима транзистора T_6 входной видеосигнал, поступающий на базу через диод D_3 , ограничивается по уровню черного так, что на выход стробирующего каскада проходят только синхронимпульсы. Они детектируются детектором на диоде D_4 и через эмиттерный повторитель T_7 осуществляют регулировку усиления двух первых каскадов УПЧ и каскада УВЧ блока СКМ. Устройство АРУ тракта изображения, схема которого представлена на рис. 3.5, выполнено на трех транзисторах, так как, помимо стробирующего каскада T_6 и усилителя постоянного тока T_9 , в нем применен детектор на транзисторе T_7 . Рассмотренные устройства АРУ соответствуют структурной схеме рис. 3.12 и одновременно обеспечивают регулировку УПЧ и УВЧ. В некоторых телевизорах применяют раздельные устройства АРУ ВЧ блока и УПЧ. Так, например, в схеме рис. 3.8 роль устройства АРУ ВЧ блока выполняет усилитель на транзисторе T_5 . На его вход сигнал поступает с нагрузки первого каскада УПЧ. Устройство ключевой АРУ УПЧ выполнено на транзисторе T_6 и регулирует два первых каскада УПЧ на транзисторах T_1 , T_2 , хотя напряжение регулировки подается только на базу второго транзистора. Регулировка усиления первого каскада производится благодаря связи базы транзистора T_1 с эмиттером T_2 через резистор R_6 .

Рассмотренные ключевые устройства АРУ преобладают в современных портативных телевизорах. Устройства непрерывного действия вследствие более низкой помехозащищенности и малого динамического диапазона регулирования применяются редко, хотя и встречаются в некоторых моделях. Так, например, в тракте изображения рис. 3.7 устройство АРУ непрерывного действия выполнено на одном транзисторе T_6 . В базовую цепь этого транзистора видеосигнал поступает с эмиттерного повторителя УВС через потенциометр R_7 . В зависимости от уровня входного сигнала меняется выходное сопротивление транзистора T_6 , включенного параллельно резистору R_5 , входящему в состав базового делителя (R_4 , R_5) первого каскада УПЧ (T_1). В результате напряжение смещения транзистора T_1 изменяется и этим вызывает регулировку его усиления.

В некоторых современных моделях портативных телевизоров устройство АРУ выполняется на полевых транзисторах. На рис. 3.13 приведена схема АРУ на трех полевых транзисторах с изолированными затворами. Вывод подложки у них соединен с выводом истока. На транзисторе T_1 выполнен усилитель видеосигнала, поступающего на его затвор с видеодетектора. Транзистор T_2 выполняет роль пикового детектора, управляемого положительными импульсами,

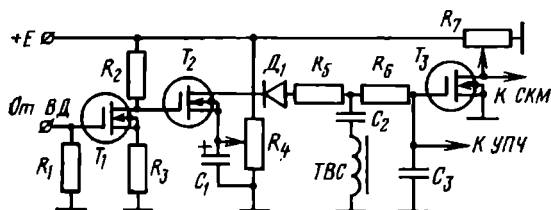


Рис. 3.13. Принципиальная схема АРУ на полевых транзисторах

поступающими через диод D_1 с обмотки ТВС. После фильтра R_6, C_3 напряжение АРУ поступает на УПЧ. Регулировка напряжения АРУ производится потенциометром R_4 . Напряжение АРУ для СЧМ снимается со стока транзистора T_3 , усилителя постоянного тока. Регулируется напряжение потенциометром R_7 .

3.4. Видеодетектор и усилитель видеосигналов

Особенности видеодетектора портативных телевизоров в основном заключаются в типе применяемого активного элемента, способах его включения, в вариантах согласования с УПЧ и УВС, в способах фильтрации мешающих сигналов. Видеодетектор предназначен для детектирования высокочастотных амплитудномодулированных сигналов промежуточной частоты. При этом получается низкочастотный видеосигнал и сигнал разностной частоты (в совмещенном тракте), несущий звуковую информацию. Поэтому каскад видеодетектора в сущности является сочетанием амплитудного детектора с фильтром, пропускающим на выход видеочастотные компоненты сигнала.

В видеодетекторе применяются как полупроводниковые диоды, так и транзисторы, причем возможны два способа включения диода: последовательное и параллельное. Последний способ в современных портативных телевизорах практически не применяется. Большинство видеодетекторов выполняется на полупроводниковом диоде с последовательным включением его в цепь связи оконечного каскада УПЧ с первым каскадом УВС. Транзисторные видеодетекторы применяются реже.

Входное сопротивление последовательного видеодетектора лежит в пределах 1—5 кОм и поэтому сравнительно легко согласуется с выходным сопротивлением последнего каскада УПЧ, так как они приблизительно равны. Благодаря примерному равенству согласующих сопротивлений часто применяют непосредственное подключение видеодетектора к нагрузке последнего каскада УПЧ. Наиболее распространенным способом согласования видеодетектора с УПЧ является применение согласующего трансформатора (см. рис. 3.5, 3.7). Такой способ согласования, как правило, используется в УПЧ с одиночными резонансными контурами. В УПЧ с емкостной межкаскадной связью видеодетектор согласуется с помощью емкостного делителя.

Полярность включения диода видеодетектора зависит от того, какая полярность видеосигнала необходима на входе УВС. Это, в свою очередь, определяется способом модуляции электронного луча кинескопа и числом усилительных каскадов УВС. С точки зрения модуляции кинескопа возможны два способа подачи видеосигнала: на модулятор и на катод. Второй способ предпочтительнее для портативных телевизоров, так как при катодной модуляции крутизна модуляционной характеристики кинескопа несколько выше, чем при подаче сигнала на модулятор. В результате требуется примерно в 1,2 раза меньший размах модулирующего сигнала. Это снижает требования к УВС, что особенно важно для портативных телевизоров.

Катодная модуляция требует положительной полярности видеосигнала на выходе УВС. Если в процессе усиления в УВС видеосигнал изменяет поляр-

ность нечетное число раз, то на выходе видеодетектора требуется отрицательная полярность сигнала. В этом случае диод видеодетектора подключен катодом к нагрузке последнего каскада УПЧ и анодом к входу УВС. Обратная полярность включения диода имеет место при четном числе усилительных каскадов УВС. Влияние согласующего эмиттерного повторителя УВС не учитывается, так как он не изменяет полярности сигнала.

По классической схеме выполнен видеодетектор на диоде D_1 схемы рис. 3.6. Нагрузкой его является резистор R_{24} , зашунтированный конденсатором C_{32} . Параметры цепи нагрузки определяют полосу пропускания видеодетектора, которая не должна быть уже полосы видеочастот данного телевизионного стандарта. Из этих соображений постоянная времени нагрузочной цепи должна иметь небольшое значение (10—15 мкс). Высокочастотные мешающие сигналы, лежащие за пределами полосы видеочастот, подавляются фильтром, образованным дросселем Dr_1 и конденсатором C_{31} . Параметры этих элементов выбираются таким образом, чтобы конденсатор C_{31} имел малое сопротивление для сигналов промежуточной частоты, а дроссель Dr_1 — большое сопротивление на этих же частотах. В результате мешающие сигналы не проходят в нагрузку видеодетектора. С другой стороны, конденсатор C_{31} должен иметь высокое сопротивление для частотных компонентов видеосигнала, а сопротивление Dr_1 должно быть малым для этих частот в сравнении с сопротивлением нагрузочного резистора R_{24} .

Для получения линейной фазовой характеристики тракта изображения желательно иметь резонансную частоту фильтра Dr_1C_{31} возможно большей. Для эффективной же фильтрации колебаний промежуточной частоты желательно иметь ее по возможности низкой. Компромиссное значение обычно выбирают равным 20 МГц.

Так как на базу транзистора T_6 первого каскада УВС подается постоянное напряжение смещения, нагрузочный резистор R_{24} видеодетектора не должен соединяться с землей непосредственно. Обычно он заземляется через резистор (R_{25}), с которого снимается напряжение смещения. Конденсатор C_{27} является блокировочным по промежуточной частоте.

По рассмотренному на примере рис. 3.6 принципу строятся в основном видеодетекторы большинства портативных телевизоров (см. рис. 3.5, 3.7, 3.9). Их схемы отличаются лишь незначительными деталями. Например, в схемах рис. 3.5, 3.9 в цепь связи видеодетектора с УВС включены дроссели соответственно L_8 , L_6 и L_7 , L_8 . Эти дроссели корректируют изменение нагрузки видеодетектора в зависимости от частоты видеосигнала, что обеспечивает равномерность коэффициента передачи видеодетектора и режима согласования его с УВС в полосе видеочастот. Коэффициент передачи видеодетектора обычно составляет 0,6—0,7. Можно добиться и более высокого значения, если увеличивать емкость конденсатора C_{31} (см. рис. 3.6), но это ухудшает частотные свойства фильтра. На эффективность видеодетектора влияет также величина прямого смещения, создаваемого током эмиттерного повторителя T_6 , протекающим по его базовому делителю. Для повышения коэффициента передачи резистор R_{23} подключается не к базе транзистора, а к точке соединения резисторов R_{24} , R_{25} . Для выбора оптимального смещения видеодетектора один из резисторов делителя часто делается переменным (потенциометр R_{10} на рис. 3.7).

В некоторых портативных телевизорах вместо диодного видеодетектора применяется транзисторный. На транзисторе T_3 выполнен видеодетектор в схеме рис. 3.8. На его вход сигнал поступает с полосового фильтра ($L_7C_{12}L_8C_{13}$) последнего каскада УПЧ. С целью согласования видеодетектора с УПЧ базовая цепь транзистора T_3 подключается к полосовому фильтру по автотрансформаторной схеме. С помощью потенциометра R_6 регулируется смещение видеодетектора. В коллекторной цепи транзистора T_3 образуются полезный видеосигнал и мешающий сигнал промежуточной частоты, который подавляется двухзвенным фильтром $C_{17}L_9C_{18}L_{10}$. С коллекторной нагрузки видеодетектора R_{14} видеосигнал попадает на выходной каскад УВС. Дроссель L_{11} компенсирует изменение нагрузки от частоты видеосигнала. Преимущество транзисторного детектора перед диодным состоит в том, что он наряду с детектированием выполняет функции предварительного усилителя видеосигнала. В связи с этим отпадает необходимость в первом каскаде УВС, а это позволяет сэкономить один транзистор в тракте изображения.

Особенности построения усилителя видеосигналов. УВС предназначен для усиления видеосигнала до величины, обеспечивающей полную модуляцию кинескопа. Необходимый размах модулирующего видеосигнала определяется крутизной и раствором модуляционной характеристики кинескопа. Современные малогабаритные кинескопы имеют запирающее напряжение модулятора от 10 до 40 В. Размах видеосигнала должен быть примерно на 25% больше этой величины. Видеосигнал на выходе видеодетектора обычно составляет 0,5—1,0 В. Таким образом, УВС должен обеспечить максимальный коэффициент усиления примерно 100. Такое усиление без особых трудностей можно получить на одном усилительном каскаде с общим эмиттером. Трудности заключаются в том, что этот каскад должен одновременно обеспечивать: равномерность усиления всех частотных составляющих видеосигнала в полосе от 0 до 4—6 МГц; линейность амплитудной и фазовой характеристик; согласование с видеодетектором, устройством АРУ, УРЧ, АС; регулировку контрастности в заданных пределах. Поэтому чаще всего в портативных телевизорах с диодным видеодетектором применяются двухкаскадные УВС. Первый каскад выполняет в основном функции согласования, а выходной — усиления и формирования АЧХ.

При построении УВС желательно обеспечить прохождение постоянной составляющей видеосигнала с выхода видеодетектора на модулирующий электрод кинескопа. Однако практически это трудно осуществить при сохранении оптимальным режима каждого каскада УВС. Учитывая, что для черно-белых телевизоров не имеет большого значения потеря постоянной составляющей видеосигнала, в большинстве схем УВС связь между отдельными каскадами осуществляется через разделительные конденсаторы. В некоторых телевизорах высокого класса на выходе УВС применяются схемы восстановления постоянной составляющей.

Если четкость изображения по горизонтали в основном определяется формой АЧХ УВС, то верность передачи градаций яркости зависит от формы амплитудной характеристики УВС, определяющей взаимосвязь выходного напряжения от входного. Известно, что модуляционная характеристика нелинейна. Поэтому, чтобы исключить градационные искажения, амплитудная характеристика УВС должна иметь нелинейность противоположного знака, что обеспечивает линеаризацию сквозной амплитудной характеристики тракта изображения.

Первый каскад УВС. Поскольку предварительный каскад УВС является, как правило, согласующим, он должен обладать большим входным и небольшим выходным сопротивлениями. Поэтому почти во всех схемах (см. рис. 3.5, 3.6, 3.7, 3.9) предварительный каскад УВС является эмиттерным повторителем. Если сопротивление эмиттерного резистора равно примерно 1 кОм, то входное сопротивление составляет 20—50 кОм, а выходное 50—70 Ом. Большое входное сопротивление эмиттерного повторителя незначительно шунтирует нагрузку видеодетектора, сопротивление которой обычно равно 2—5 кОм. Небольшое выходное сопротивление эмиттерного повторителя позволяет хорошо согласовать его с выходным каскадом. Кроме того, эмиттерный повторитель обладает важным преимуществом по сравнению с другими схемами, которое заключается в том, что его входное сопротивление практически не изменяется при воздействии внутренней обратной связи через емкость коллектор—база транзистора, возрастающую на высоких модулирующих частотах.

Ширина полосы пропускания предварительного каскада УВС, выполненного по схеме эмиттерного повторителя, прямо пропорциональна сопротивлению эмиттерного резистора и обратно пропорциональна нагрузке видеодетектора. Поэтому в тех телевизорах, в которых применяются недостаточно высокочастотные транзисторы, необходимая ширина полосы усиливаемых частот предварительного каскада обеспечивается путем увеличения сопротивления эмиттерного резистора. Однако чрезмерное увеличение этого сопротивления приводит к усложнению согласования предварительного каскада с выходным из-за сильного уменьшения выходного сопротивления. Для обеспечения большого входного сопротивления в предварительном каскаде УВС используются транзисторы с высоким коэффициентом усиления тока во всей полосе усиливаемых частот, работающие при малых токах базы. При этом граничная частота транзисторов, как правило, не ниже 20 МГц.

Наряду с видеосигналами на вход второго каскада УВС могут попадать сигналы разностной частоты звукового сопровождения, которые, усиливаясь в нем, будут создавать помехи на изображении. Поэтому в предварительный каскад желательно включать фильтрующие устройства, предотвращающие попадание сигналов звукового сопровождения на выход УВС. Обычно параллельно нагрузке эмиттерного повторителя включается контур ($L_{13}C_{30}C_{31}$ на рис. 3.5), настроенный на разностную частоту, который закорачивает сигналы этой частоты, тем самым устраняя попадание сигналов звукового сопровождения на выход УВС. Катушка этого контура имеет дополнительный отвод для связи с каналом звукового сопровождения.

В современных портативных телевизорах предварительный каскад УВС нередко делается совмещенным (см. рис. 3.9). На частоте видеосигнала он работает как эмиттерный повторитель, а на промежуточной частоте сигнала звукового сопровождения — как резонансный усилитель, включенный по схеме с общим эмиттером. Для этого в коллекторную цепь транзистора включается одиночный контур $L_{11}C_{27}$, настроенный на разностную частоту, а параллельно эмиттерной нагрузке — настроенный на эту же частоту режекторный контур $L_{12}C_{29}C_{30}$. На разностной частоте эмиттерный резистор закорачивается режекторным контуром, и образующийся каскад с общим эмиттером работает как резонансный усилитель. С эмиттера транзистора T_4 видеосигнал поступает на выходной каскад.

При наличии эмиттерного повторителя на входе УВС с него обычно снимаются сигналы на АС и устройство АРУ. При этом подключение селектора и схемы АРУ не должно нарушать согласование УВС с видеодетектором и искажать частотную характеристику. Кроме того, взаимное влияние отдельных каскадов должно быть минимальным. Наиболее простым способом подачи сигнала на АС является подключение входа АС к эмиттерной цепи предварительного каскада (см. рис. 3.9). Селектор при таком способе включения должен иметь большое входное сопротивление, чтобы не шунтировать нагрузку эмиттерного повторителя. Селектор с низкоомным входом обычно подключается к коллектору транзистора предварительного каскада (T_0 на рис. 3.6). Входной сигнал для АС снимается с коллекторного резистора R_{28} . Подача сигналов на селектор и АРУ из одной точки ухудшает устойчивость схемы. Поэтому подключать АС и АРУ рекомендуется к разным электродам транзистора УВС (см. рис. 3.6).

Рассмотренные способы подачи сигналов на АС обладают тем существенным достоинством, что входной сигнал селектора не изменяется при регулировке контрастности, поскольку она производится в этих случаях в выходном каскаде УВС. В сочетании с широкодиапазонной АРУ такой способ подключения АС обеспечивает хорошее качество синхронизации генераторов развертки при приеме слабых и сильных сигналов.

Выходной каскад УВС является основным усилителем напряжения, поскольку коэффициент усиления эмиттерного повторителя близок к единице. Кроме того, в нем формируется необходимая амплитудно-частотная характеристика. Как отмечалось, для малогабаритных кинескопов максимальное модулирующее напряжение составляет 10—40 В. Поэтому напряжение питания выходного каскада, соответствующее амплитуде модулирующего напряжения для различных схем, должно лежать в пределах 50—100 В. Напряжение же источника питания большинства портативных телевизоров составляет 12 В и обычно не превышает 30 В. Поэтому для получения питающего напряжения выходного каскада УВС обычно используются импульсы обратного хода необходимой амплитуды со сточного трансформатора, которые выпрямляются диодным выпрямителем (D_5 и C_{40} на рис. 3.6), работающим в режиме пикового детектирования. После сглаживающего фильтра ($R_{46}C_{41}$) выпрямленное напряжение подается на выходной каскад УВС.

Применение довольно высокого напряжения питания выходного каскада УВС потребовало разработки высокочастотных транзисторов с допустимым напряжением между коллектором и эмиттером около 100—150 В и допустимой мощностью рассеяния примерно 400—1000 мВт. Созданные в последнее время кремниевые планарные транзисторы отвечают этим требованиям, так как у них при напряжении питания 80—200 В мощность рассеяния составляет 500—2500 мВт, а граничная частота 50—200 МГц.

При заданном напряжении питания и типе транзистора выходного каскада значение его коллекторного тока зависит от сопротивления нагрузки. Сопротивление нагрузки зависит от ширины полосы пропускания каскада, амплитуды видеосигнала, мощности рассеяния транзистора и параметров частотно-корректирующих элементов. Чтобы мощность рассеяния транзистора не превышала допустимого значения, сопротивление нагрузки должно быть довольно большим. Однако при этом уменьшается полоса пропускания УВС. Это происходит потому, что при возрастании частоты увеличивается шунтирующее действие входной емкости кинескопа, эквивалентное сопротивлению нагрузки уменьшается и усиление УВС быстро падает. Поэтому для обеспечения необходимой полосы пропускания в случае, если в выходном каскаде не применена частотная коррекция, сопротивление нагрузочного резистора не должно превышать 2—3 кОм. Но транзисторы выходного каскада УВС со сравнительно небольшой мощностью рассеивания не всегда позволяют включить нагрузочный резистор с таким сопротивлением. Тогда включается резистор с большим сопротивлением (R_{30} на рис. 3.6), а необходимая ширина полосы пропускания получается при включении корректирующих дросселей Dr_2 , Dr_3 последовательно с нагрузочным резистором. Такая схема, использованная также в УВС рис. 3.7, 3.8, 3.9, называется параллельной схемой частотной коррекции. При увеличении частоты увеличивается эквивалентное сопротивление нагрузки (с учетом дросселя) и усиление каскада возрастает. Подбором индуктивности корректирующего дросселя добиваются небольшого подъема частотной характеристики в области высоких частот.

В некоторых случаях для коррекции частотной характеристики УВС в области высоких частот применяется последовательная коррекция. В такой схеме корректирующий дроссель включается последовательно в цепь подачи видеосигнала на кинескоп (L_{11} , L_{12} на рис. 3.5). При этом выходная емкость последнего транзистора УВС и входная емкость кинескопа оказываются разделенными, что уменьшает их влияние на АЧХ. Самостоятельно схема последовательной коррекции применяется редко. Обычно она используется в сочетании с параллельной коррекцией. Подобные схемы сложной коррекции являются более распространенными. Для уменьшения критичности схем высокочастотной коррекции при смене транзисторов корректирующие дроссели часто шунтируют резисторами.

Сравнительно небольшое входное сопротивление выходного каскада, выполненного по схеме с общим эмиттером, требует применения разделительного межкаскадного конденсатора большой емкости (C_{30} на рис. 3.7 и C_{31} на рис. 3.9). Однако применение крупногабаритных деталей в портативных телевизорах крайне нежелательно. Применять же разделительные конденсаторы небольшой емкости (а следовательно, небольших размеров) не всегда возможно, так как это приводит к недопустимым искажениям на низких частотах. Уменьшить в некоторой степени емкость разделительных конденсаторов можно, применив низкочастотную коррекцию. Увеличение усиления УВС на низких частотах добиваются с помощью развязывающего RC-фильтра с довольно большой постоянной времени, включаемого в коллекторную цепь выходного каскада. Емкость конденсатора фильтра выбирается таким образом, что с понижением частоты его сопротивление увеличивается и в меньшей степени шунтирует резистор фильтра. При этом усиление каскада возрастает. Для коррекции частотной характеристики в области средних частот в эмиттер выходного каскада дополнительно к цепи с большой постоянной времени (рис. 3.6) включена цепь R_{33} , C_{32} , которая образует отрицательную обратную связь, действующую только на низких частотах. На средних частотах благодаря этой цепи отрицательная обратная связь ослабляется и усиление каскада возрастает.

С целью повышения устойчивости синхронизации генераторов развертки в современных портативных телевизорах видеосигнал на АС снимается с первого каскада, а регулировка контрастности производится в выходном каскаде. При этом возможны три способа регулировки контрастности. Первый осуществляется потенциометром в цепи связи между каскадами УВС (R_{30} на рис. 3.6). Он регулирует видеосигнал, поступающий в выходной каскад. Такой метод практически не меняет режима выходного транзистора, а это обуславливает стабильность АЧХ при регулировке. Второй способ характеризуется включением потенциометра в цепь эмиттера выходного каскада (R_{33} на рис. 3.6).

R_{29} на рис. 3.9), причем этот потенциометр может включаться как последовательно, так и параллельно с основным эмиттерным резистором. В этом случае регулировка контрастности влияет на режим транзистора и степень коррекции АЧХ в области средних частот. Поэтому элементы коррекции в цепи эмиттера выбираются с учетом регулировки так, чтобы свести к минимуму искажения АЧХ.

Применяется также регулировка контрастности в коллекторной цепи выходного транзистора. В этом случае потенциометр регулировки включается либо последовательно с нагрузочным резистором (R_{18} на рис. 3.8), либо параллельно ему (R_{28} на рис. 3.7). Коллекторная регулировка, как и эмиттерная, влияет на форму АЧХ УВС. Поэтому для компенсации этого влияния включают элементы высокочастотной коррекции (дрозель L_{12} на рис. 3.8). Если АС подключен к коллекторной нагрузке выходного каскада (см. рис. 3.7), то предусматривается развязка цепей подачи сигналов на АС и кинескоп. При этом для согласования АС с УВС вход коллектора подключается к части коллекторной нагрузки.

Как отмечалось, из соображений более высокой эффективности модуляции подавать видеосигнал рекомендуется на катод кинескопа. При этом сигнал должен иметь положительную полярность. Поскольку выходной каскад работает в режиме класса А, то положение его рабочей точки (при условии, что предварительный каскад является эмиттерным повторителем и не изменяет полярности сигнала) зависит от полярности видеосигнала на выходе видеодетектора. При положительном сигнале рабочая точка выходного каскада лежит в области малых коллекторных токов, а при отрицательной полярности — в области больших токов. Режим выходного каскада с положением рабочей точки в области малых токов является более экономичным, так как уменьшается ток, потребляемый выходным каскадом. Кроме того, при таком режиме происходит ограничение помех, соответствующих максимуму белого в изображении.

Выбор рабочей точки выходного транзистора влияет на характер градационных искажений изображения. Так, например, при выборе рабочей точки в области больших токов коллектора уменьшается различие между черным и серым тонами из-за нелинейности вольт-амперной характеристики в области насыщения коллекторного тока. Таким образом, с точки зрения градационных искажений также целесообразно рабочую точку выходного каскада выбирать при меньшем коллекторном токе.

3.5. Оконечное устройство тракта изображения

Особенности малогабаритных кинескопов. Кинескоп является основным элементом оконечного устройства тракта изображения. Кроме него, в состав оконечного устройства входят цепи, обеспечивающие питание электродов кинескопа и управление ими. Здесь рассмотрим основные параметры кинескопов, применяющихся в современных портативных телевизорах.

Как и прежде, в современных портативных телевизорах массового производства применяются кинескопы с магнитным отклонением и электростатической фокусировкой электронного луча. Электростатическое отклонение не нашло широкого применения, хотя многие фирмы пытались создать такие малогабаритные кинескопы. Практически все современные кинескопы имеют пентодную электронную пушку, обеспечивающую достаточно высокое качество фокусировки при сравнительно невысоких напряжениях на электродах. Ранее применяемые тетродные прожекторы сейчас не используются.

Совершенствование кинескопов для портативных телевизоров в последние десять лет проводилось в основном в направлении улучшения их конструктивных, электроннооптических и светотехнических показателей. При этом учитывались специфические требования, предъявляемые к портативным телевизорам.

Первостепенное значение для портативных телевизоров, питающихся от батарей, имеет экономичность применяемого кинескопа. Это требование усугубляется тем, что кинескоп портативного телевизора потребляет до 60—70% всей энергии питания. Основная часть потребляемой энергии расходуется на отклонение луча. Значительная доля энергии питания потребляется катодным узлом и экраном. Мощность, потребляемая цепью накала, лежит в пределах

0,38—0,78 Вт, а мощность, потребляемая экраном, — в пределах 0,25—0,60 Вт. Значительная мощность тратится также на питание модулятора (0,1—0,3 Вт). Остальные электроды кинескопа потребляют ничтожную мощность. На отклонение луча расходуется мощность, примерно в 10 раз большая мощности накала.

Малогабаритный кинескоп, например, типа 23ЛК9Б потребляет до 10—11 Вт мощности, а телевизор в целом 13—14 Вт. С таким потреблением мощности телевизор может непрерывно работать от батарей приемлемых размеров и стоимости всего 2—3 ч, что сильно затрудняет эксплуатацию телевизора и приводит к усложнению его конструкции, так как система питания должна быть универсальной. Отсюда ясно, какое значение имеет повышение экономичности малогабаритных кинескопов. Проблема повышения экономичности кинескопов стационарных портативных телевизоров, питающихся от сети переменного тока, также важна, но не имеет такого существенного значения, как в переносных телевизорах.

Энергетические показатели кинескопа определяются комплексом конструктивных, электроннооптических и светотехнических параметров. Чтобы обеспечить высокую экономичность кинескопа, необходимо выполнить следующие требования: конструкция стеклооболочки кинескопа должна быть рациональной по размерам и форме и в сочетании с отклоняющей системой должна обеспечивать максимальную эффективность отклонения; прожектор должен потреблять возможно меньше энергии для получения возможно большего тока луча; светотдача экрана при сравнительно небольших значениях тока луча и анодного напряжения должна быть максимальной.

Другое важное требование, предъявляемое к малогабаритным кинескопам, — наименьшие размеры и масса при заданной площади экрана. Благодаря применению печатного монтажа, малогабаритных блоков и миниатюрных радиодеталей, микромодульных конструкций и интегральных схем размеры современных портативных телевизоров лишь немногим превышают размеры самого кинескопа даже в случае использования микрокинескопов с размерами экрана 3—4 см. Поэтому уменьшение размеров телевизора и его рациональная конструктивная компоновка целиком зависят от величины и соотношения габаритных размеров кинескопа.

Поскольку портативные телевизоры, как правило, являются переносными, то для упрощения их эксплуатации существенное значение имеет снижение массы всего телевизора и кинескопа, в частности, снижение массы кинескопа дает ощутимый выигрыш, так как по массе он составляет примерно четвертую-пятую часть от массы портативного телевизора. В стационарных телевизорах размеры кинескопа не имеют такого значения, так как при использовании широкоугольных кинескопов легче создать конструкцию, вписывающуюся в габаритные размеры кинескопа. Масса кинескопа для стационарной конструкции также не имеет большого значения.

Наряду с высокими конструктивными параметрами малогабаритный кинескоп должен обладать более высокими светотехническими характеристиками в отличие от кинескопов стационарных устройств. Многие портативные телевизоры предназначены для работы в полевых условиях и должны обеспечивать удовлетворительное качество изображения при большой внешней засветке экрана. Отсюда следует, что кинескоп портативного телевизора должен обладать высокими яркостью и контрастностью. Так, если для стационарных телевизоров, работающих в домашних условиях, достаточна яркость и контрастность соответственно 100 кд/м^2 и $50 \div 1$, то для переносных телевизоров желательно иметь яркость $200\text{—}400 \text{ кд/м}^2$ и контрастность $150 \div 1$.

К номинальным значениям разрешающей способности малогабаритных кинескопов, работающих в нормальных режимах, не предъявляется высоких требований. Они примерно те же, что и для обычных широкоугольных кинескопов. Однако способы получения заданной разрешающей способности в малогабаритных кинескопах значительно сложнее, чем в широкоугольных, что связано с миниатюрностью электроннооптической системы и всего кинескопа.

К большинству параметров малогабаритных кинескопов предъявляются более жесткие требования, чем к обычным. Большое значение уделяется качеству применяемых материалов, точности соблюдения сложных технологических процессов и особенно точности сборки миниатюрных деталей кинескопа. Ма-

лейшие погрешности сборки малогабаритных кинескопов приводят к существенному ухудшению их параметров. Требования к точности сборки повышаются также в связи с тем, что допуски на разброс геометрических и электрических параметров малогабаритных кинескопов значительно меньше соответствующих допусков для кинескопов с большими размерами экрана. Рассмотрим методы, с помощью которых добиваются высоких параметров современных малогабаритных телевизоров.

Конструкция оболочки кинескопа должна удовлетворять следующим основным требованиям: наименьшие размеры, масса в разброс параметров, наибольшая эффективность отклонения и механическая прочность. При заданном размере экрана длина кинескопа определяется углом отклонения и типом применяемой электронной пушки. Механическую прочность оболочки труднее обеспечить в малогабаритном кинескопе, чем в обычном широкоугольном. Это объясняется тем, что вследствие уменьшения размеров давление на единицу площади наружной поверхности возрастает. Но, с другой стороны, при меньших углах отклонения уменьшается кривизна поверхности оболочки, в результате снижаются механические напряжения.

Чтобы обеспечить высокую механическую прочность оболочки, применяют специальные меры, начиная от создания предварительных механических напряжений в стекле и тщательной сварки швов и кончая использованием различных средств взрывозащиты. Наиболее простым средством является бандажирование путем обжима специальной скобой. Для этой же цели толщина стенок оболочки делается несколько выше в местах концентрации механических напряжений. Из соображений механической прочности в малогабаритных кинескопах с углом отклонения больше 70° экран часто имеет соотношение сторон 4:5 и заметную кривизну (сферичность). В кинескопах с небольшим углом отклонения, в которых условия обеспечения механической прочности менее критичны, для простоты применяются плоские экраны. В этих же кинескопах допустимо применять экраны прямоугольной формы с небольшим скруглением углов.

Кроме простоты, плоские экраны прямоугольной формы имеют ряд достоинств. Прямоугольный экран имеет наибольшую полезную площадь из всех существующих экранов одного формата, так как радиусы закругления углов незначительны. Устраняются явления уменьшения угла наблюдения неискаженного изображения, возникновения бликов от посторонних источников света и ухудшения контрастности крупных деталей изображения, обусловленные кривизной экрана. Последнее явление объясняется тем, что свет, рассеянный в точке падения луча на сферический экран, может достигнуть других точек экрана. Недостатком плоского экрана наряду с меньшей механической прочностью являются: расфокусировка луча на краях экрана, значительные геометрические и симметричные искажения линейности изображения. Степень проявления этих недостатков тем больше, чем больше размеры экрана и угол отклонения.

При изготовлении современных малогабаритных кинескопов обеспечивает достаточно высокая точность сборки деталей. Любая погрешность при изготовлении оболочки приводит к заметным геометрическим искажениям изображения, появлению тени горловины. Особенно большое значение имеют радиус кривизны экрана и его равноотличность, форма перехода от горловины к конусу, точность приварки горловины и установки в ней электронной пушки. В месте приварки горловины совершенно недопустимы неровности шва в виде внутренних наплывов стекла.

Как известно, максимальная энергия отклонения пропорциональна диаметру горловины и второй степени угла отклонения. Поэтому при разработке экономичных кинескопов стремятся уменьшить угол отклонения и диаметр горловины. Однако, чтобы получить заданный размер экрана при меньшем угле отклонения, необходимо увеличить длину кинескопа. Допустимая длина кинескопа является ограничивающим фактором при уменьшении угла отклонения. Оптимальное соотношение размеров экрана, угла отклонения и длины кинескопа определяется в каждом конкретном случае.

Соотношение основных размеров кинескопа зависит от размера диагонали экрана, тенденции конструктивной компоновки телевизора и его назначения. Например, современная тенденция конструирования телевизоров состоит в соз-

дании «плоских» моделей, т. е. таких телевизоров, которые имеют размеры по ширине и высоте значительно больше глубины. А глубина однозначно определяется длиной кинескопа. В стационарных телевизорах современная форма достигается применением коротких широкоугольных кинескопов. При этом соображения энергетической эффективности отодвигаются на второй план.

В переносных телевизорах первостепенное значение имеет экономичность питания, и поэтому оптимальный угол отклонения в первую очередь находится из условия экономичности. Например, для кинескопов с диагональю экрана 6—11 см можно допустить меньший угол отклонения, чем для кинескопов с диагональю 23—31 см, так как в связи с небольшими размерами кинескопов габариты телевизора уже определяются не кинескопом, а источником питания. В этом случае трудно выдержать современную форму телевизора, и поэтому длина кинескопа существенной роли не играет.

Снижение энергии отклонения за счет уменьшения диаметра горловины ограничено, так как кинескопы с тонкой горловиной имеют меньшую механическую прочность, стоимость миниатюрного прожектора с уменьшением диаметра горловины резко возрастает, ухудшаются электронооптические и светотехнические характеристики кинескопа, при уменьшении диаметра горловины в области небольших его значений нарушается пропорциональная зависимость энергии отклонения от диаметра. Это происходит потому, что из условия обеспечения заданных параметров отклоняющей системы внутренний диаметр ее сердечника уменьшается медленнее, чем диаметр горловины, и эффективность отклонения падает.

Таким образом, уменьшение диаметра горловины целесообразно до некоторого оптимального значения, которое определяется конкретным углом отклонения. Практика показывает, что при диаметре 10—13 мм горловина имеет достаточную механическую прочность и без особых затруднений позволяет осуществить все технологические операции сборки кинескопа. Дальнейшее уменьшение диаметра горловины ограничено приемлемыми размерами электронного прожектора.

В малогабаритных кинескопах энергию отклонения можно уменьшить путем снижения анодного напряжения. Однако минимально возможное его значение также ограничено и задается условием обеспечения необходимых электронооптических и светотехнических параметров.

Из условия максимальной эффективности отклонения конструкцией оболочки кинескопа должен быть предусмотрен плавный переход от горловины к конусу. Для заданных значений угла отклонения и диаметра горловины существует оптимальная форма перехода. Она определяется исходя из того, что внутренняя поверхность перехода горловины в конус кинескопа должна представлять собой поверхность тела вращения траектории электронного луча при максимальном угле отклонения. Современные кинескопы имеют оптимальную форму плавного перехода.

Из приведенных рассуждений ясно, что уменьшать длину малогабаритного кинескопа нельзя за счет увеличения угла отклонения. Разработчикам кинескопов приходится изыскивать другие способы, такие, как уменьшение длины электронного прожектора, применение бесцокольной конструкции выводов, сокращение расстояния между прожектором и отклоняющей системой, изъятие ионной ловушки.

Созданию миниатюрных электронооптических систем препятствуют трудности, связанные с обеспечением электропрочности, допустимых аберраций, заданного качества фокусировки и чувствительности управления модуляцией. Исследования показывают, что при пропорциональном уменьшении размеров тетродного и пентодного прожекторов, последний обеспечивает лучшие качественные показатели кинескопа. Поэтому, несмотря на стремление уменьшить длину горловины, в большинстве случаев применяется пентодный прожектор с биоплярной фокусирующей линзой.

Отсутствие ионной ловушки в алюминированных кинескопах существенно упрощает конструкцию электронного прожектора и его монтаж. Прожектор на всем протяжении обладает осевой симметрией, монтируется на едином центральном стержне и сваривается на сплошных траверсах из электропрочного стекла. Прямая конструкция обеспечивает хорошую предварительную фокусировку луча в диафрагмах управляющего и ускоряющего электродов, правиль-

ную форму пятна и точное выведение луча в центр экрана кинескопа. Последнее положение весьма существенно для малогабаритных кинескопов, так как при малейших перекосах прожектора возможно появление тени горловины.

Прожекторы с электростатической фокусировкой луча конструируются таким образом, чтобы потенциалы на фокусирующем и ускоряющем электродах были велики. Это позволяет монтировать все выводы, кроме анодного, совместно. Применение для выводов специального сплава, имеющего одинаковый с стеклом обложки коэффициент температурного расширения, позволяет осуществить бесцокольную конструкцию выводов.

Значительного уменьшения мощности, потребляемой малогабаритным кинескопом, удалось достичь благодаря усовершенствованию конструкции катодного узла. Для кинескопов первых выпусков характерна малая эффективность катода, определяемая отношением его рабочей поверхности, с которой осуществляется токоотбор, к геометрической поверхности. Для них это отношение составляло всего 0,02. В современных кинескопах катод имеет форму цилиндрической таблетки с оптимальной высотой. Эффективность такого катода составляет около 0,5. Мощность, потребляемая таким катодом с косвенным накалом, составляет всего 0,16 Вт. С целью дальнейшего повышения экономичности в микрокинескопах применяют катоды с прямым накалом. В них мощность понижена за счет уменьшения напряжения накала.

Электроннооптические и светотехнические параметры в основном характеризуют качество воспроизведения изображения на экране кинескопа. Разрешающая способность является наиболее общим качественным показателем. Она зависит от точности фокусировки и детального контраста. Повышения детального контраста добиваются применением дымчатого стекла экрана, его алюминированием, уменьшением кривизны поверхности, улучшением структуры люминофора. Для малогабаритных кинескопов специально разработаны высококачественные марки стекла и люминофора. Они обладают повышенной однородностью и мелкозернистостью.

Надо сказать, что на достигнутом уровне, структура экрана в меньшей степени определяет разрешающую способность кинескопа, чем электроннооптическая система. Поэтому в настоящее время основным направлением для получения высокой разрешающей способности является разработка миниатюрной высококачественной электроннооптической системы. Наиболее существенное препятствие на пути создания таких систем заложено в требовании миниатюризации. Основная задача электроннооптической системы состоит в получении минимально возможного неискаженного сечения луча в плоскости экрана, чего весьма трудно достигнуть в коротких системах.

Эффективным средством повышения качества фокусировки является применение диафрагм в электроннооптической системе малогабаритных кинескопов. Диафрагмы существенно ограничивают сечение электронного луча и позволяют существенно снизить анодное напряжение без ухудшения фокусировки. Обычно применяется комбинация диафрагм, диаметр отверстий в которых и взаимное расположение выбираются из условий наилучшей фокусировки.

При использовании диафрагм, с одной стороны, повышается качество фокусировки, а с другой стороны, существенно возрастают требования к точности изготовления электроннооптической системы. На диаметр луча в значительной степени влияет астигматизм, вызываемый несоосностью отверстий в модуляторе и ускоряющем электроде, а также овальностью отверстий и поверхностей электродов, образующих фокусирующую линзу. Для уменьшения приосевого астигматизма отверстия в модуляторе и ускоряющем электроде прошиваются после сборки системы на специальной электроннооптической установке.

Кроме высокой разрешающей способности, электроннооптическая система должна обеспечивать заданные модуляционные характеристики. Модуляционная способность кинескопа обычно оценивается по крутизне вольт-амперной характеристики, запирающему напряжению и допустимым градационным искажениям. Обычные широкоугольные кинескопы требуют для управления током луча напряжение на модуляторе размахом до 50—60 В. Это одна из причин, затрудняющих применение транзисторов в выходном каскаде видеоусилителя, так как напряжение питания большинства портативных телевизоров не пре-

вышает 12 В. Наряду с усложнением схемы телевизора ухудшаются также его энергетические характеристики, так как при большем напряжении питания видеоусилителя возрастает потребляемая мощность. Отсюда следует, что уменьшение напряжения модуляции в малогабаритных кинескопах весьма актуально.

Наиболее простым способом повышения крутизны модуляционной характеристики при заданном токе луча является уменьшение расстояния между катодом и модулятором. Однако этот способ ограничен условиями обеспечения необходимой электропроводности и оптимального режима фокусировки. При использовании специальных миниатюрных электроннооптических систем завышающее напряжение удастся снизить до 9—30 В. Но подобное снижение достигается ценой ухудшения некоторых других качественных показателей кинескопа. Более эффективные способы, как правило, сложны и для малогабаритных кинескопов неприемлемы.

Вследствие специфики эксплуатации портативных телевизоров к яркости и контрастности малогабаритных кинескопов предъявляются очень высокие требования. Яркость зависит от свойств экрана и люминофорного покрытия (толщины и коэффициента поглощения стекла, толщины покрытия, энергетической «отдачи» люминофора и спектрального состава излучения), а также от режима возбуждения люминофора (анодного напряжения и плотности тока на облучаемой поверхности). В малогабаритных кинескопах легче получить высокую яркость, чем в широкоугольных, так как при фиксированных значениях тока луча и анодного напряжения яркость возрастает пропорционально уменьшению рабочей поверхности экрана. Яркость можно повысить также путем увеличения тока луча и анодного напряжения. Однако такой метод для малогабаритных кинескопов нежелателен, так как существенно ухудшает энергетические характеристики и разрешающую способность. В режиме максимальной яркости ток луча современных малогабаритных кинескопов, как правило, не превышает 30—100 мкА.

Для малогабаритных кинескопов более приемлемо повышение яркости за счет улучшения светотехнических характеристик люминофора и экрана, так как требует незначительных энергетических затрат. Специально для малогабаритных кинескопов разработаны люминофоры повышенной светоотдачи. Большое внимание при разработке малогабаритных кинескопов уделяется выбору оптимальной толщины люминофорного покрытия для номинального режима возбуждения.

В настоящее время во всех малогабаритных кинескопах для увеличения яркости применяется покрытие внутренней поверхности люминофора тонкой алюминиевой пленкой. В алюминированном экране световой поток, направленный внутрь кинескопа, отражается от алюминиевой пленки и складывается с основным потоком. В результате возрастает яркость. Для алюминированного экрана существует пороговое значение анодного напряжения, превышение которого обеспечивает возрастание яркости. Практика показывает, что нижним пределом анодного напряжения может быть 5—6 кВ. Об этом необходимо помнить при повышении эффективности отклонения за счет снижения анодного напряжения.

Для повышения контрастности изображения экраны малогабаритных кинескопов изготавливаются из дымчатого стекла с коэффициентом поглощения $\gamma = 45 \div 55\%$, отнесенным к единичной толщине экрана. Контрастность изображения повышается в результате того, что свет от постороннего источника проходит сквозь дымчатое стекло экрана дважды и ослабляется пропорционально коэффициенту $e^{-\gamma}$, в то время как яркость свечения экрана падает пропорционально коэффициенту $e^{-\gamma}$. Поглощение света в стекле экрана уменьшает ореол вокруг светящихся точек изображения, связанный с рассеянием в толще стекла за счет полного внутреннего отражения. В результате повышается контрастность мелких деталей изображения. Следует отметить, что применение дымчатого стекла значительно снижает яркость изображения, поэтому величина коэффициента поглощения выбирается из условия получения оптимального комплекса всех светотехнических и электроннооптических параметров кинескопа.

В некоторых случаях, когда в портативном телевизоре используется кинескоп с неконтрастным стеклом, контрастность повышается применением дымчатого защитного стекла с соответствующим коэффициентом пропускания.

Обычно оно изготавливается из органического стекла. Такой способ хотя и позволяет повысить контрастность изображения, но не в такой степени, как в кинескопе с контрастным экраном. Это объясняется тем, что световой поток проходит через две среды (экран и защитное стекло) с различными коэффициентами преломления и поглощения. На границах раздела сред вследствие этого возникают блики, ухудшающие контрастность мелких деталей изображения.

В качестве иллюстрации в табл. 3.1 приведены основные параметры отечественных малогабаритных кинескопов.

Таблица 3.1

Параметры малогабаритных кинескопов

Тип кинескопа	Диагональ экрана, см	Угол отклонения, град	Диаметр горловины, мм	Габаритная длина, мм	Анодное напряжение, кВ	Напряжение накала, В	Ток накала, А	Ток луча, мкА	Напряжение ускоряющего электрода, В	Напряжение фокусировки, В	Напряжение загрева, В	Тип катода
4ЛК	4	55	13	—	6	1,25	0,3	40	—	—	—	Прямокальный
6ЛК5Б	6	55	13	115	6	1,25	0,3	40	300	0—300	— 9	То же
11ЛК1Б	11	55	13	160	9	1,25	0,3	50	300	0—300	—15	— » —
16ЛК1Б	16	70	13	180	9	1,25	0,3	50	300	0—300	—20	Подогревный
23ЛК9Б (23ЛК13Б)	23	90	20	190	9 (11)	12	0,065	65	300	0—250	—30	То же
31ЛК4Б	31	90	20	—	11	12	0,065	—	250	0—350	—30 ÷ —60	— » —

Цепи управления кинескопом. Наряду с кинескопом важной частью оконечного устройства портативного телевизора являются цепи управления кинескопом. На рис. 3.14 приведена полная структурная схема цепей управления. Формирование телевизионного раstra на экране кинескопа 1 обеспечивают генераторы развертки (ГСР-2 и ГКР-3) совместно с высоковольтным выпрямителем 4 и отклоняющей системой 5. Усилитель видеосигналов 6 формирует видеосигнал, необходимый для модуляции электронного пучка кинескопа. Особенности его построения рассмотрены в предыдущем параграфе. Особенности генераторов развертки будут рассмотрены в соответствующих главах. В связи с этим здесь рассмотрим управляющие цепи 7, которые обеспечивают постоянные напряжения для питания электродов кинескопа 1, регулировки яркости и фокусировки 8, и устройство гашения электронного пучка кинескопа на время обратных ходов развертки 9. Эти блоки обведены пунктирной линией и представляют собой более подробную расшифровку содержания блока 6 на рис. 3.1.

Для нормальной работы современных малогабаритных кинескопов на их ускоряющий и фокусирующий электроды необходимо подать определенные постоянные напряжения, обеспечивающие хорошую фокусировку электронного

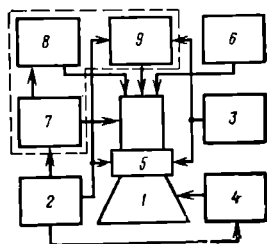


Рис. 3.14. Структурная схема цепей управления кинескопом

лучка. В зависимости от типа кинескопа напряжение на ускоряющем электроде обычно составляет $+150 \div +400$ В, а на фокусирующем $-100 \div +500$ В. Причем качество фокусировки довольно сильно зависит от значения фокусирующего напряжения, и поэтому во многих телевизорах предусматривается регулировка этого напряжения. Как видно, вследствие большой величины указанных напряжения невозможно получить в портативных телевизорах с помощью первичных источников питания, так как они обычно вырабатывают питающее напряжение 12—30 В. Практически для получения ускоряющего и фокусирующего напряжений используются вторичные источники питания, представляющие собой выпрямители импульсов напряжения, имеющих место на выходе ГСР во время обратного хода развертки. Амплитуда этих импульсов достигает 50—200 В, что упрощает задачу получения необходимых напряжений для питания электродов кинескопа.

Для получения необходимых питающих напряжений выходной строчный трансформатор (ТВС) имеет специальные отводы и обмотки, на которых действуют импульсы нужной амплитуды. К этим отводам и обмоткам подключаются диодные однополупериодные выпрямители. Например, в телевизоре «Юность-603» (см. рис. 3.6) ускоряющее и фокусирующее напряжения вырабатываются однополупериодным выпрямителем на диоде D_3 и конденсаторе C_{3a} , подключенным к специальной обмотке ТВС. Резистор R_{41} ограничивает ток через диод D_3 . Величина емкости конденсатора C_{3a} должна быть достаточно большой, чтобы пульсации выпрямленного напряжения были невелики. Амплитуда выпрямленных импульсов такова, что выпрямленное напряжение оставляет $+600$ В. Параллельно конденсатору C_{3a} включен делитель, состоящий из потенциометра R_{41} и резистора R_{42} . Коэффициент деления подобран так, что напряжение, снимаемое с резистора R_{42} на ускоряющий электрод кинескопа 23ЛК13Б, составляет $+300$ В. Потенциометр R_{41} позволяет регулировать напряжение фокусировки от $+300$ до $+600$ В.

В схеме рис. 3.6 для питания выходного каскада УВС применен отдельный выпрямитель на диоде D_3 . С целью упрощения схемы портативного телевизора эта функция может выполняться тем же выпрямителем, что и используется для питания ускоряющего и фокусирующего электродов кинескопа. Такой способ реализован в схеме рис. 3.5. Выпрямитель на диоде D_3 и конденсаторе C_{31} создает напряжение $+150$ В, которое используется для питания выходного каскада УВС на транзисторе T_5 . Кроме того, с выхода выпрямителя через резистор R_{41} постоянное напряжение $+145$ В подается на ускоряющий электрод кинескопа типа 12ВАХР4. Электроннооптическая система кинескопа этого типа имеет такую конструкцию, что наилучшее качество фокусировки обеспечивается при нулевом потенциале на фокусирующем электроде. Поэтому этот электрод заземлен. Благодаря современным малогабаритным кинескопам имеет подобную электроннооптическую систему, это позволяет упростить схему телевизора, так как требуется сравнительно невысокое ускоряющее напряжение, а номинальное фокусирующее напряжение равно нулю. В схеме рис. 3.8 использован аналогичный кинескоп.

В схеме рис. 3.5 выпрямленное напряжение $+150$ В используется также для регулировки яркости. С этой целью к конденсатору C_{31} выпрямителя подключен делитель $R_{3a}R_{3b}$. С движка потенциометра R_{3a} (регулятор яркости) регулировочное напряжение через R_{3b} поступает на катод кинескопа вместе с видеосигналом. Если в телевизоре имеются два вторичных выпрямителя, то как правило, напряжение для регулятора яркости снимается с выпрямителя, вырабатывающего напряжение питания УВС. Так сделано в схеме рис. 3.6, где роль регулятора яркости выполняет потенциометр R_{3a} . Резисторы R_{37} , R_{40} , включенные последовательно с потенциометром, определяют пределы изменения напряжения регулировки яркости.

Особенности цепи регулировки яркости во многом определяются параметрами кинескопа и построением схемы УВС. Может оказаться так, что для регулировки яркости потребуются разнополярные напряжения. В этом случае нужны два выпрямителя. Так, например, в телевизоре «Шиллис-401Д» (рис. 3.15) цепь регулировки яркости (R_2 , R_3 , R_4) включена между выходами двух выпрямителей. Один из них, собранный по двухступенчатой схеме на диодах D_1 , D_2 , дает напряжение около $+80$ В и используется для питания УВС. Второй на диоде D_3 создает отрицательное напряжение. Такой способ регули-

ровки яркости применяется, когда напряжение регулировки подается на модулятор, а видеосигнал — на катод кинескопа. При этом повышается надежность записи кинескопа в случае большой контрастности изображения. Напряжение питания ускоряющего и фокусирующего электродов в схеме рис. 3.15 создается выпрямителем на диоде D_4 , на выходе которого включен делитель на резисторах $R_9, R_{11}—R_{14}$. С резистора R_{14} снимается ускоряющее напряжение. В процессе настройки фокусирующий электрод может быть подключен к одной из шести точек делителя или к точке 7 с отрицательным напряжением.

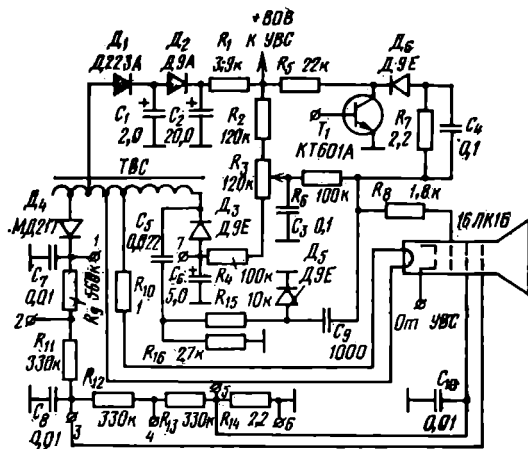


Рис. 3.15. Принципиальная схема цепей управления кинескопом телевизора «Шилилис-401Д»

Питание нити накала кинескопа зависит от конструкции катодного узла. Большинство малогабаритных кинескопов рассчитано на напряжение накала 12 В, так как такое напряжение используется, как правило, для питания схемы телевизора. В этом случае выводы накала подключаются между землей и шиной питания. В некоторых портативных телевизорах стационарного типа предусмотрен подогрев нити накала при выключенном телевизоре. Это получается при подаче небольшого напряжения от блока питания, когда основное напряжение питания отключено от схемы. В таком режиме питания накала значительно сокращается время появления изображения на экране при включении телевизора и повышается надежность катодного узла, так как исключаются броски тока в цепи накала. Для некоторых малогабаритных кинескопов требуется напряжение накала меньше 12 В. Это присуще обычно кинескопам с прямонакальными катодами (см. табл. 3.1). Например, для кинескопа 16ЛК1Б требуется напряжение накала примерно 1,25 В. При этом нить накала можно питать как постоянным, так и переменным напряжением. В телевизоре «Шилилис-401Д» с этой целью используются импульсы напряжения, снимаемые с специальных отводов строчного трансформатора (см. рис. 3.15). Последовательно в цепь подачи напряжения накала включен резистор R_{10} , ограничивающий ток накала при возможном увеличении импульсов напряжения.

Построение цепей гашения обратных ходов развертки зависит от особенностей выходных каскадов генераторов развертки, способов подачи гасящих импульсов на кинескоп, а также от значения запирающего напряжения кинескопа. Если выходные каскады генераторов развертки построены по трансформаторной (дрессельной) схеме, то устройство формирования гасящих импульсов представляет собой пассивные цепи. При этом исходными импульсами являются импульсы обратных ходов развертки, снимаемые со специальных обмоток или отводов выходных трансформаторов (дресселей). Цепи гашения формируют из них строчные и кадровые гасящие импульсы, смешивают их и подают на катод или модулятор кинескопа. Обычно импульсы гашения подаются на тот электрод, который свободен от видеосигнала.

В телевизоре «Юность-603» (см. рис. 3.6) кадровые импульсы обратного хода с обмотки выходного трансформатора (ТВК) поступают на специальную обмотку ТВС, где смешиваются со строчными импульсами и через резистор R_{45} подаются на модулятор кинескопа. Импульсы гашения имеют отрицательную полярность и передаются без постоянной составляющей. Если не включать диод D_4 , то из-за неравномерности напряжения между импульсами гашения возможно неравномерное распределение яркости по экрану или возникновение темных и светлых чередующихся вертикальных полос в левой части экрана. Диод D_4 срезает положительную часть импульсов гашения, обеспечивая равномерное напряжение на прямом ходе разверток. В схеме рис. 3.7 применено несколько иное устройство гашения. Импульсы обратного хода от ГКР формируются цепью $R_{36}, R_{37}, C_{39}, C_{41}$ и поступают на модулятор кинескопа. Интенсивные отрицательные строчные импульсы после формирующей цепи $C_{36}, R_{34}, D_2, C_{35}$ подаются на ускоряющий электрод. На него подается также положительное постоянное напряжение порядка 300 В с выпрямителя на диоде D_3 . Гасящие импульсы имеют амплитуду около 500 В. Положительная неравномерная часть импульсов срезается диодом D_2 , уровень ограничения которого задается положительным потенциалом, подаваемым через резистор R_{32} с выпрямителя на диоде D_4 .

При использовании бестрансформаторных двухтактных каскадов на выходе генераторов кадровой развертки импульсы обратного хода на отклоняющих катушках по амплитуде не превышают напряжение питания, обычно равное 12—30 В. Ввиду малости амплитуды эти импульсы невозможно использовать для гашения обратного хода кадровой развертки. Для получения импульсов гашения необходимой амплитуды разработчики телевизоров применяют ряд технических решений. Наиболее часто в устройство гашения включается каскад усиления импульсов обратного хода. Этот каскад, как правило, питается тем же напряжением, что и выходной каскад УВС. В результате на нагрузке формирователя импульсы гашения имеют достаточную амплитуду. Недостаток такого способа состоит в усложнении схемы. При наличии блокинг-генератора в задающей части ГКР предусматривают дополнительную обмотку на блокинг-трансформаторе с целью получения интенсивных импульсов обратного хода. Если в ГКР задающий генератор выполнен по бестрансформаторной схеме (мульти-вибратор, интегратор Миллера), то может быть использован вариант, примененный в телевизоре «Шиялис-401Д» (см. рис. 3.15). В нем выходной каскад задающего кадрового генератора выполнен на высоковольтном кремниевом транзисторе типа КТ601А. Напряжение питания его составляет примерно +80 В. В результате на коллекторном резисторе R_5 во время обратного хода развиваются импульсы напряжения амплитудой 70—75 В. Они через диод D_6 и выравнивающую цепь R_7, C_4 поступают на модулятор кинескопа. На него через формирующую цепь $C_5, R_{15}, R_{16}, D_5, C_9$ с ТВС поступают также строчные гасящие импульсы. В некоторых случаях применяется подача гасящих импульсов через усилитель видеосигналов.

3.6. Электрические схемы тракта изображения с применением интегральных микросхем

Анализ современных портативных телевизоров показал, что в настоящее время существует большое разнообразие вариантов построения тракта изображения с применением интегральных схем. Они отличаются количеством ИС, степенью их интеграции, построением резонансных систем, способами сочетания интегральных и дискретных элементов. Построение тракта изображения зависит также от типа применяемых интегральных микросхем. На начальном этапе интеграции схемы портативных телевизоров в тракте изображения применялись один-два интегральных элемента, не позволяющие получить высокую степень интеграции.

Характерной для начального периода интеграции является схема тракта изображения телевизора КС186, показанная на рис. 3.16. В нем применена одна комплексная интегральная схема типа IC401, объединяющая элементы, которые входят в состав трехкаскадного УПЧ, видеодетектора, первого каскада УВС, устройства АРУ. Не входят в состав интегральной схемы резонансные

цепи (фильтр сосредоточенной селекции и полосовой фильтр L_5L_6), выходной каскад УВС на транзисторе T_2 с цепями управления кинескопом и усилитель постоянного тока T_1 устройства АРУ.

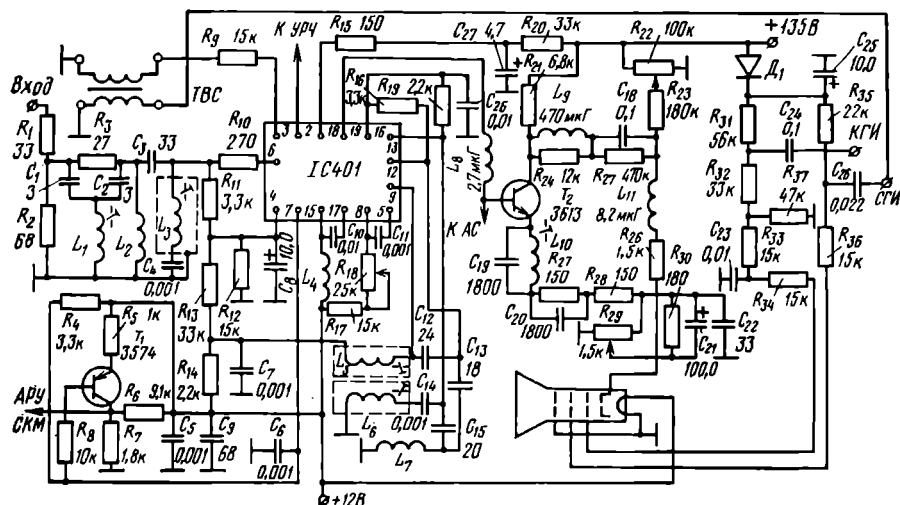


Рис. 3.16. Принципиальная схема тракта изображения телевизора KCS186

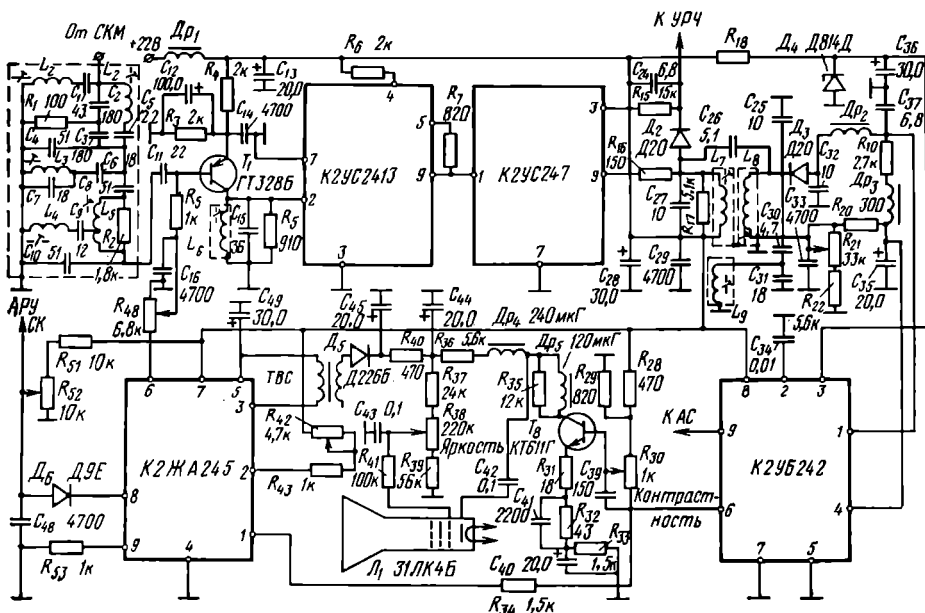


Рис. 3.17. Принципиальная схема тракта изображения с четырьмя микросхемами

На рис. 3.17 приведена принципиальная схема тракта изображения с применением четырех интегральных узлов, краткая характеристика которых дана в § 3.1. Первый каскад УПЧ, регулируемый устройством АРУ, выполнен на транзисторе T_1 типа ГТ328Б. Второй каскад (T_2 , T_3) УПЧ выполнен по каскадной

схеме на интегральном элементе типа К2УС2413 (см. рис. 3.2, на котором в скобках указано обозначение транзисторов, соответствующее рис. 3.17). Выходной каскад УПЧ собран на микросхеме К2УС247, содержащей каскад с общим эмиттером (T_4) и общей базой (T_5). Нагрузкой выходного каскада является полосовой фильтр с емкостной связью. Первый контур фильтра L_7C_{27} настроен

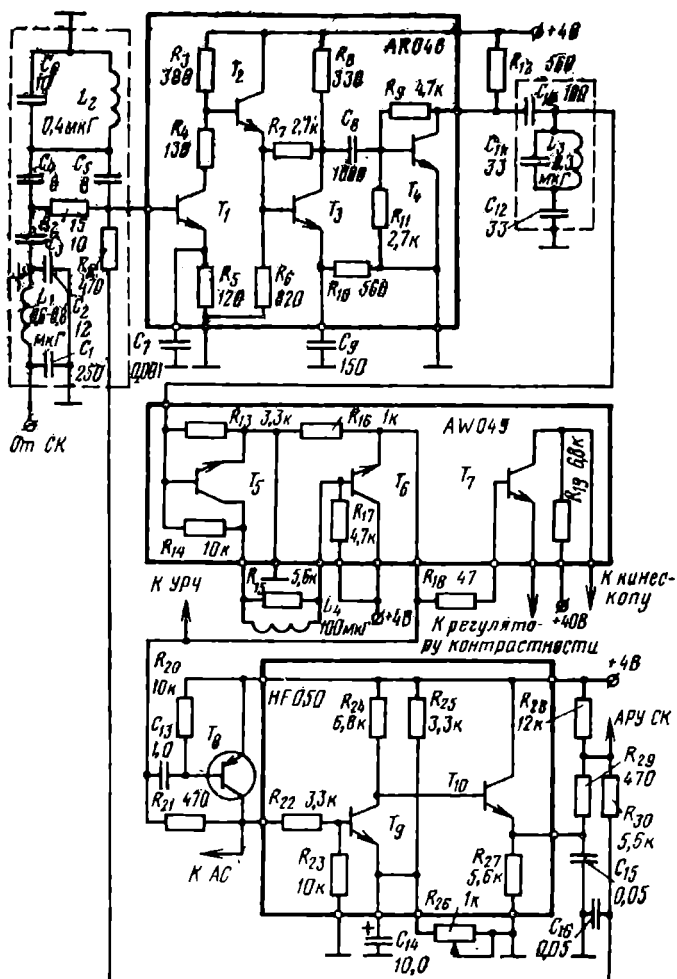


Рис. 3.18. Принципиальная схема тракта изображения телевизора TR-001

на частоту 3 МГц, а второй L_8C_{23} — на 38 МГц. Наряду с полосовым фильтром необходимую АЧХ УПЧ формируют ФСС и резонансный контур L_6C_{15} первого каскада, настроенный на частоту 35 МГц. Настройка контуров ФСС соответствует обозначениям на рис. 3.10в. Нагрузкой полосового фильтра УПЧ являются видеодетектор на диоде D_3 и детектор разностной частоты D_2 тракта звукового сопровождения. Первый каскад УВС собран на транзисторе T_6 микросхемы К2УБ242, включенном по схеме с общим эмиттером. На транзисторе T_7 этой микросхемы выполнен усилитель, с коллекторной нагрузки которого ви-

деосигнал поступает на амплитудный селектор. Выходной каскад УВС собран на транзисторе T_9 типа КТ611Г. Устройство АРУ выполнено с применением микросхемы К2ЖА245. Каскад на транзисторе T_9 этой микросхемы является стробирующим. На его вход видеосигнал поступает с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе T_6 . Строчные импульсы отрицательной полярности амплитудой около 30 В с ТВС отпирают транзистор T_{10} микросхемы К2ЖА245, и через него проходит видеосигнал. Он детектируется, и на конденсаторах C_{47} , C_{49} (см. рис. 3.2) выделяется напряжение, пропорциональное амплитуде видеосигнала. Это напряжение через усилитель постоянного тока на транзисторе T_{11} и регулятор АРУ R_{48} подается на базу транзистора T_1 УПЧ. На селектор каналов это напряжение поступает через эмиттерный повторитель на транзисторе T_{12} и цепочку задержки D_5 , R_{51} , R_{52} . Схема может быть использована также в тракте изображения цветных портативных телевизоров.

Несмотря на сравнительно большое количество примененных микросхем, рассмотренный тракт изображения имеет невысокую степень интеграции, так как содержит много дискретных элементов. В портативных телевизорах с небольшими размерами экрана разработчики стремятся применять большие интегральные схемы с высокой степенью комплексности. При этом, как правило, для таких телевизоров специально разрабатываются твердотельные интегральные микросхемы. Примером может служить телевизор TR-001 фирмы «Matsushita Electric» с размером экрана кинескопа по диагонали 37 мм. В этом телевизоре тракт изображения выполнен на трех микросхемах (рис. 3.18), вне их остаются лишь ФСС, выходной резонансный контур УПЧ, цепь частотной коррекции УВС и каскад подавления помех (T_8). В УПЧ применена микросхема AR048, содержащая три усилительных каскада с непосредственной связью (T_1 , T_2 , T_3) и выходной каскад (T_4) с емкостной связью. Напряжение питания УПЧ равно +4 В, это позволяет получить необходимый уровень сигнала на выходе УПЧ. Применение непосредственной связи между тремя первыми каскадами позволило уменьшить потребляемую мощность, поскольку при этом отпадает необходимость в отдельных источниках смещения для каждого каскада. Кроме того, непосредственная связь обеспечивает возможность получения широкого диапазона АРУ. Напряжение прямой АРУ подается на базу T_1 . Второй каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 . В режиме максимального усиления первый и третий каскады УПЧ в отдельности имеют коэффициент усиления примерно 16 дБ. Коэффициент усиления выходного каскада (T_4) составляет 20 дБ.

На микросхеме AW049 выполнены видеодетектор и УВС. Функции видеодетектора выполняет транзистор T_5 , что дает выигрыш в усилении примерно на 4 дБ больше по сравнению с диодным детектором. Второй каскад на транзисторе T_6 является предварительным усилителем видеосигнала, выполненным по схеме эмиттерного повторителя. С его нагрузки R_{16} сигнал поступает на схему АРУ и выходной каскад УВС на транзисторе T_7 . Транзисторный детектор и предварительный усилитель потребляют ток 2 мА. Напряжение питания +40 В выходного каскада УВС достаточно для получения необходимого размаха видеосигнала для модуляции кинескопа, так как он имеет высокую крутизну модуляционной характеристики и напряжение записания — 25 В. При максимальной контрастности изображения выходной каскад УВС потребляет мощность 100 мВт при токе 2,5 мА. В большинстве портативных телевизоров выходной каскад УВС потребляет 400—600 мВт.

На микросхеме HF050 (см. рис. 3.18) выполнено устройство АРУ тракта. Видеосигнал с выхода эмиттерного повторителя УВС (T_6) поступает на схему АРУ через подавитель помех, собранный на дискретном транзисторе T_8 . Разделительный конденсатор C_{13} пропускает шумы и не реагирует на быстро изменяющийся видеосигнал. В результате на коллекторе T_8 появляется шум в инвертированном виде. Через резистор R_{21} он поступает на вход помехоподавителя, где компенсируется шумом в составе видеосигнала. С коллектора T_8 видеосигнал поступает также на амплитудный селектор, это повышает помехозащищенность устройств синхронизации генераторов развертки. Видеосигнал после помехоподавителя усиливается каскадом на транзисторе T_9 и затем детектируется пиковым детектором на транзисторе T_{10} . Схема АРУ потребляет от источника питания мощность 4 мВт. Четырехкаскадный УПЧ потребляет ток 11 мА.

4.1. Принципы построения и технические характеристики

Структура и технические характеристики. Структура тракта звукового сопровождения в основном определяется особенностями телевизионного стандарта и, прежде всего, способом модуляции несущей звука. Кроме того, при построении тракта звукового сопровождения портативных телевизоров учитывают значение промежуточной частоты звука $f_{п.з.}$, значение разностной частоты $f_p = \pm f_{п.в} \mp f_{п.з.}$ (нижние знаки принимаются во внимание, когда $f_{п.з.} > f_{п.в.}$), ширину полосы модулированного сигнала звукового сопровождения. На основе данных, содержащихся в табл. 2.2, 2.5, в табл. 4.1 приведены основные характеристики тракта звукового сопровождения для действующих телевизионных стандартов.

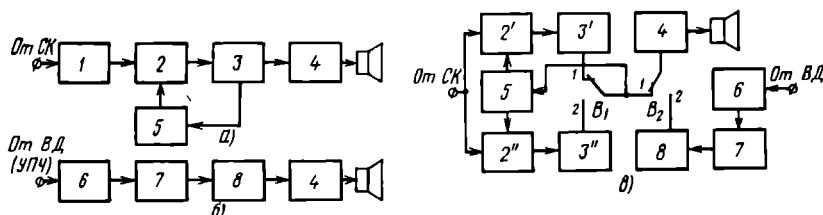


Рис. 4.1. Структурные схемы тракта звукового сопровождения: а — при амплитудной модуляции; б — при частотной модуляции; в — для многостандартного телевизора

При использовании амплитудной модуляции сигнала несущей частоты низкочастотными сигналами звукового сопровождения приемный тракт портативного телевизора строится по двухканальной схеме. В этом случае он содержит два параллельных самостоятельных канала, один из которых предназначен для усиления сигналов изображения, а другой — для сигналов звукового сопровождения (рис. 4.1а). Принятый полный сигнал с выхода селектора каналов проходит через полосовой фильтр или фильтр сосредоточенной селекции 1, включенный на входе усилителя промежуточной частоты звукового сопровождения (УПЧЗ) — 2. Этот фильтр формирует АЧХ звукового тракта в области промежуточной частоты $f_{п.з.}$, обеспечивая необходимое подавление мешающих сигналов изображения основного и соседнего каналов. На выходе УПЧЗ включен амплитудный детектор (АМ) — 3. С его нагрузки низкочастотный сигнал звукового сопровождения поступает на усилитель низкой частоты (УНЧ) — 4 и устройство АРУ звука — 5.

Тракт звука при частотной модуляции несущей строится в соответствии со схемой, показанной на рис. 4.1б. В этом случае каналы изображения и звука являются частично совмещенными. Наряду с сигналом изображения УПЧ приемного тракта телевизора обеспечивает необходимое усиление частотномодулированного сигнала звукового сопровождения промежуточной частоты. В состав тракта рис. 4.1б входят усилитель разностной частоты (УРЧ) 7, частотный детектор (ЧД) 8 и УНЧ 4. Возможны два способа подачи сигнала разностной частоты на УРЧ. В одном из них, наиболее часто применяемом в портативных телевизорах, этот сигнал снимается с нагрузки видеодетектора и предварительно усиливается в совмещенном видеокаскаде (СВК) 6. Реже для получения сигнала разностной частоты применяется специальный амплитудный звуковой детектор (ЗД) вместо СВК 6 на рис. 4.1б. Сигнал на ЗД поступает с выхода УПЧ.

Таблица 4.1

Характеристики звукового сопровождения действующих телевизионных стандартов

Наименование характеристик	Диапазон метровых волн						Диапазон дециметровых волн			
	D	B		E	M		K	L	G	M
		Европа	Италия		США	Япония				
Промежуточная частота звукового сопровождения $f_{п.з.}$, МГц	31,5	33,4	40,25	39,2	41,25	33,9	31,5	31,5	33,4 40,25	41,25 33,9
Разностная частота f_p , МГц	6,5	5,5		11,5	4,5		6,5	6,5	5,5	4,5
Положение $f_{п.з.}$ относительно конца полосы пропуска-ния видеоканала, МГц	+0,25	+0,25		$\pm 0,1$	+0,25		+0,25	+0,25	+1,25	+0,25
Вид модуляции	ЧМ	ЧМ		АМ	ЧМ		ЧМ	АМ	ЧМ	ЧМ

Некоторые модели современных портативных телевизоров разрабатываются с учетом возможности приема ими сигналов различных телевизионных стандартов. В этом случае звуковой тракт таких многостандартных телевизоров имеет более сложную структуру. Структурная схема тракта, показанная на рис. 4.1а, обеспечивает прием сигналов звукового сопровождения трех телевизионных стандартов. Она содержит два УПЧЗ (блоки 2' и 2''), два амплитудных детектора (3' и 3''), схему АРУ (5), УНЧ (4), СВЧ (6), УРЧ (7) и ЧД (8). Переключатели B_1 и B_2 позволяют переключать стандарты. В положении этих переключателей, показанном на рис. 4.1а, обеспечивается прием звуковых сигналов французского стандарта Е (см. табл. 4.1) с амплитудной модуляцией сигнала промежуточной частоты $f_{п.з}=39,2$ МГц. При переключении ключа B_1 в положение 2 и неизменном положении ключа B_2 производится прием сигналов стандарта L, характеризующегося амплитудной модуляцией промежуточной частоты $f_{п.з}=31,5$ МГц. В положении 2 ключа B_2 тракт работает по методу разностной частоты, принимая сигналы стандартов D или K.

Двухканальный вариант построения приемного тракта портативных телевизоров для стандартов с ЧМ звуковых сигналов в настоящее время практически не применяется, так как из-за относительно небольшой полосы пропускания канала промежуточной частоты звукового сопровождения небольшой уход частоты гетеродина, вызванный, например, изменением температуры или влиянием акустической модуляции, сильно влияет на качество воспроизведения звука. Кроме

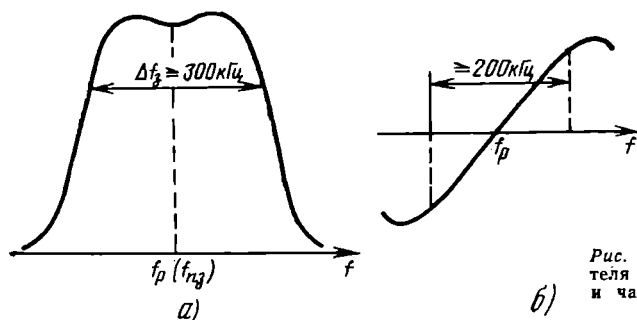


Рис. 4.2. Типовые АЧХ усилителя разностной частоты (а) и частотного детектора (б)

того, оказывается, что при малой напряженности поля в месте приема лучшее изображение и лучшее звуковое сопровождение получаются при различных положениях ручки настройки высокочастотного блока. Поэтому в современных телевизорах, предназначенных для стандартов с ЧМ звуковой несущей, используют метод биений или метод разностной частоты, при котором разделение сигналов звукового сопровождения и изображения происходит после видеодетектора.

Для осуществления метода разностной частоты необходимо выполнение нескольких требований. Прежде всего необходимо, чтобы не происходило амплитудной модуляции видеосигналами несущей звукового сопровождения. Это требование выполняется путем настройки АЧХ УПЧ таким образом, чтобы усиление на частоте несущей звукового сопровождения было примерно в 10 раз меньше усиления на частоте несущей изображения. Частотная характеристика в области несущей частоты звукового сопровождения должна быть по возможности горизонтальной, чтобы не происходило преобразования частотной модуляции в амплитудную, которая может возникнуть при расстройке контуров в УРЧ. На выход УВС не должен проникать сигнал разностной частоты. Напряжение сигнала разностной частоты, необходимое для неискаженного детектирования, составляет 2—3 В, поэтому в большинстве случаев достаточно два-три каскада в УРЧ канала звукового сопровождения. Ширину полосы пропускания этого усилителя обычно выбирают около 300 кГц, чтобы при малом уходе частоты гетеродина не происходило искажений в воспроизведении звука из-за асимметричной работы частотного детектора. Типовые АЧХ усилителя разностной (промежуточной) частоты и частотного детектора приведены на рис. 4.2.

Если на построение структурной схемы тракта звукового сопровождения в

основном влияют особенности телевизионного стандарта, то построение отдельных функциональных блоков схемы зависит от особенностей полупроводниковых элементов, выходных параметров тракта, характеристик оконечного устройства — электродинамического громкоговорителя. Выходная мощность звука лежит обычно в пределах 0,2—1,5 Вт для телевизоров различного назначения и различной степени портативности.

Как правило, к портативным телевизорам не предъявляются высокие требования по качеству звучания, нелинейным искажениям и диапазону воспроизводимых частот. Для большинства телевизоров с размерами экранов до 20 см

АЧХ низкочастотного звукового канала занимает диапазон от 400 до 3000 Гц, среднее звуковое давление в этом диапазоне составляет 1,5—2,5 бара, коэффициент нелинейных искажений по звуковому давлению — до 12%. Качество звучания в основном определяется типом схемы УНЧ и типом применяемого динамического громкоговорителя, расположением его в телевизоре, конструкцией корпуса телевизора и компоновкой отдельных блоков.

По типу используемых акустических систем портативные телевизоры отличаются большим разнообразием. В телевизорах с размерами экранов до 20 см

обычно применяются круглые динамические громкоговорители с диаметром не более 60 см, причем они могут располагаться на верхней, боковой или нижней стенке корпуса. Такое расположение динамического громкоговорителя позволяет получить разнообразные конструкции телевизоров, удовлетворяющие современным требованиям, предъявляемым к форме корпуса и его внешнему виду. Обычно при этом ухудшается качество звучания из-за плохой диаграммы направленности акустической системы. Наилучшим вариантом расположения динамического громкоговорителя с этой точки зрения является закрепление его на передней панели рядом с экраном телевизора. Как правило, такая конструкция акустической системы применяется в телевизорах с размерами экранов более 20 см. Однако с целью улучшения качества акустической системы фронтальное расположение динамического громкоговорителя применяется также и в телевизорах с небольшими размерами экрана.

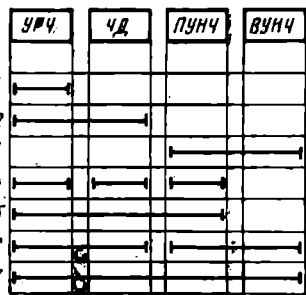


Рис. 4.3. Диаграмма интеграции тракта звукового сопровождения

Применение интегральных микросхем в тракте звукового сопровождения. В процессе интеграции схемы портативных телевизоров в первую очередь интегральные элементы начали применяться в тракте звукового сопровождения. В настоящее время имеется большое число разнообразных интегральных микросхем, специально разработанных для звукового тракта. Они различаются комплексностью и степенью интеграции. Выпускаемые промышленностью полупроводниковые приборы уже в начале 60-х гг. удовлетворяли требованиям, предъявляемым к УРЧ. Это подготовило применение в них интегральных микросхем. Целесообразность применения в них интегральных элементов была обусловлена также улучшением эксплуатационных характеристик телевизоров и возможностью применения как в черно-белых, так и в цветных моделях. Первая интегральная схема типа СА3013 была выпущена фирмой RCA в 1966 г. Она выполняла функции УРЧ и ЧД. Затем были разработаны более комплексные схемы.

На рис. 4.3 приведена диаграмма, на которой показаны различные варианты построения тракта звукового сопровождения с применением интегральных схем. При этом весь тракт разделен на четыре функциональных блока: УРЧ, ЧД, предвыходной усилитель низкой частоты (ПУНЧ), выходной усилитель низкой частоты (ВУНЧ). Наименьшей степенью интеграции обладает тракт первого варианта, в котором применена одна ИС в УРЧ. По такой структуре построен, например, тракт звукового сопровождения телевизора «Юность-603», в котором применена ИС типа К2УС248. Принципиальная схема этого элемента приведена на рис. 4.4а. В вариантах 2 и 3 применены ИС, охватывающие два функциональных блока. В одном из них ИС включает УРЧ и ЧД, а в другом — ПУНЧ и ВУНЧ. Более высокой степенью интеграции, но меньшей

степенью комплексности обладает вариант 4, который характеризуется тремя отдельными ИС в УРЧ, ЧД и ПУНЧ. В этих блоках могут быть применены толстоленочные ИС отечественного производства соответственно К2УС248, К2ДС242, К2УС245, электрические схемы которых приведены на рис. 4.4. Могут быть использованы также полупроводниковые ИС типа К174УН5, К174УР1 [33]. В варианте 5 все три указанных выше блока выполнены на одной комплексной ИС. Электрическая схема микроэлемента по-

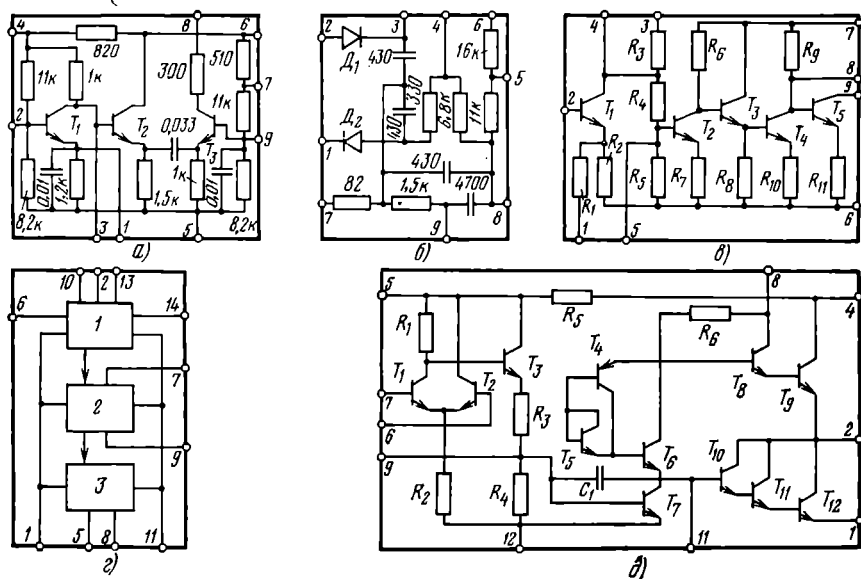


Рис. 4.4. Принципиальные структурные схемы ИС типа К2УС248 (а), К2ДС242 (б), К2УС245 (в), К174УР1 (г), К174УН5 (д)

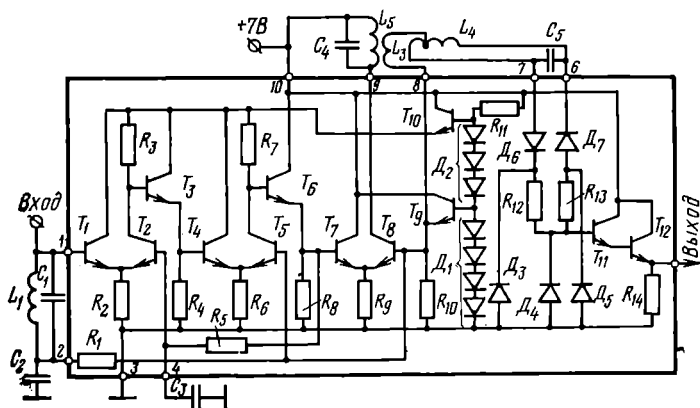


Рис. 4.5. Принципиальная схема интегрального элемента, включающего УРЧ, ЧД, ПУНЧ и два стабилизатора питающих напряжений

добного типа приведена на рис. 4.5. Она включает трехкаскадный УРЧ: T_1 , T_2 — усилитель; T_4 , T_5 — усилитель-ограничитель; T_7 , T_8 — ограничитель. Все каскады выполнены по дифференциальной схеме и между ними включены согласующие эмиттерные повторители на транзисторах T_3 , T_6 . Транзисторы T_9 , T_{10}

в сочетании со стабилизаторами D_1 , D_2 выполняют роль стабилизаторов питающих напряжений. С целью улучшения ограничения паразитной амплитудной модуляции напряжение питания транзистора T_7 ограничителя относительно меньше общего напряжения питания. Частотный детектор выполнен на диодах D_6 и D_7 . Переходы диодов D_3 — D_5 выполняют роль емкостей. Каскад на составном эмиттерном повторителе T_{11} , T_{12} служит ПУНЧ.

В современных портативных телевизорах применяются ИС, позволяющие на их основе выполнить весь звуковой тракт. Например, в варианте 6 построения тракта (см. рис. 4.3) применены две ИС, обеспечивающие максимальную степень интеграции. Вариант 7 характеризуется максимальной степенью интеграции и комплексности, так как в нем все элементы тракта выполнены на одной ИС. Такой вариант построения звукового тракта может быть выполнен, например, на ИС типа ULN2211, выпускаемой фирмой «Шпраге». В табл. 4.2 приведены основные параметры интегральных микросхем, применяемых зарубежными фирмами в портативных транзисторных телевизорах.

Таблица 4.2

Параметры интегральных микросхем тракта звукового сопровождения

Тип интегральной схемы	Тип детектора	$f_p=4,5$ МГц			$f_p=5,5$ МГц			Напряжение питания	Количество внешних элементов
		Чувствительность, мВ	Подавление АМ, дБ	Искажения, %	Чувствительность, мВ	Подавление АМ, дБ	Искажения, %		
CA3013	Дискриминатор	300	50	1,8	—	—	—	7,5	12
CA3014	— » —	300	50	1,8	—	—	—	7,5	12
μA717	Фазовый детектор	1500	30	—	—	—	—	12,0	8
CA3041 (42)	Дискриминатор	150	58	0,7	—	—	—	11,2	16
ULN2111	Фазовый детектор	400	46	1,5	—	—	—	12,0	11
TAA450	Дискриминатор	—	—	—	300	40	2,5	7,5	21
TAA661	Фазовый детектор	—	—	—	100	45	1,0	12,0	10
TAA640	Дифференциальный пиковый детектор	—	—	—	100	44	1,6	7,4	18
TAA570	Фазовый детектор	—	—	—	100	45	1,0	12,0	11
MC1351	— » — » —	80	45	1,0	—	—	—	11,6	13
MC1357	Фазовый детектор	1250	45	5,0	250	55	3,0	12,0	11
ULN2116	— » — » —	400	40	1,5	—	—	—	11,5	—
TAA710	Счетчик импульсов	1000	40	—	—	—	—	12,0	11
TA5623	Дифференциальный пиковый детектор	2500	50	1,0	—	—	—	11,2	10
CA3065	— » — » —	200	50	0,9	—	—	—	11,2	9
NE560B	Фазовая синхронная петля	120	34	1,0	—	—	—	18,0	11
NE561B	— » — » —	120	35	0,3	—	—	—	18,0	11
μA754	Фазовый детектор	80	50	1,0	100	45	1,5	12,5	14
μA784	Дифференциальный пиковый детектор	100	40	1,0	100	45	1,0	7,4	18
μA3065	То же	200	50	0,9	—	—	—	11,2	9

4.2. Усилители сигналов разностной и промежуточной звуковых частот

УПЧ3 двухканальной системы. В отличие от УПЧ тракта изображения, УПЧ3 двухканального приемного тракта настраивается на более высокую частоту и имеет более узкую полосу пропускания. Например, в портативных телевизорах французского производства (см. рис. 3.4е и табл. 4.1) промежуточная частота звука составляет 39,2 МГц, а изображения 28,05 МГц. Настройка УПЧ3 двухканальных трактов на более высокую частоту определяет ряд принципиальных особенностей звукового канала по сравнению с однока-

нальными системами и УПЧ тракта изображения. Из-за высокой частоты настройки УПЧ3 труднее обеспечить необходимые чувствительность, избирательность и устойчивость усиления звукового канала двухканальных трактов. УПЧ3 должен содержать большее количество каскадов, чтобы выровнять усиление обоих каналов. Это объясняется не только меньшим коэффициентом усиления УПЧ3, но и меньшим уровнем сигнала звукового сопровождения по сравнению с сигналом изображения, что связано с меньшей мощностью, излучаемой передатчиком сигнала звукового сопровождения P_a , относительно мощности передатчика сигнала изображения P_v . Для различных телевизионных стандартов $P_v/P_a = (2/1 \div 5/1)$. Благодаря большому числу каскадов в УПЧ3 имеет-

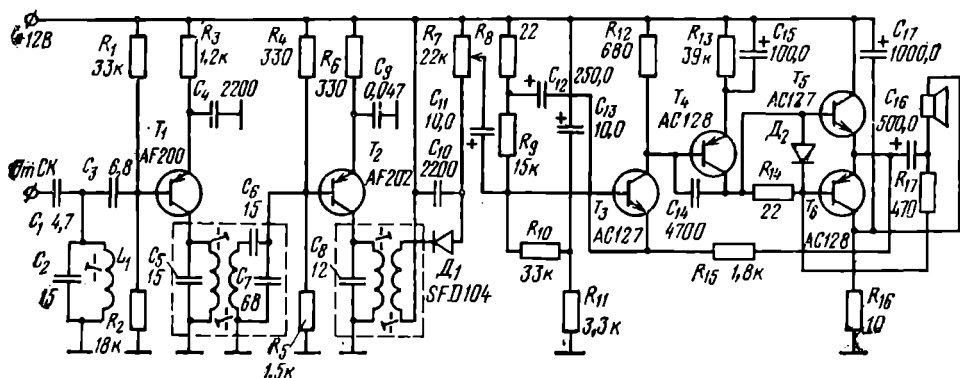


Рис. 4.6. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора «Prandoni»

ся запас усиления, что дает возможность обеспечить качественное воспроизведение звука при изменении соотношения уровней сигналов изображения и звукового сопровождения, что характерно для портативных телевизоров.

Высокая частота настройки УПЧ3 приводит к усложнению способов нейтрализации, согласования каскадов, получения необходимой ширины полосы пропускания и вынуждает использовать высокочастотные транзисторы с высокими параметрами, аналогичные транзисторам канала УПЧ тракта изображения. Поскольку промежуточные частоты сигналов изображения и звукового сопровождения двухканальных систем отличаются незначительно в сравнении с их абсолютными значениями, основные способы формирования АЧХ тракта, согласования каскадов, обеспечения устойчивости усиления остаются такими же, как и в УПЧ тракта изображения.

Согласование УПЧ3 с селектором каналов обычно производится с помощью ФСС, общего с УПЧ тракта изображения. В этом случае ФСС участвует одновременно в формировании АЧХ трактов изображения и звукового сопровождения. Например, на рис. 4.6, на котором изображена схема тракта звукового сопровождения телевизора «Prandoni», на входе УПЧ3 включен контур $L_1 C_2$, входящий в состав ФСС тракта изображения (см. рис. 3.7). Этот контур настроен на промежуточную частоту звука 39,2 МГц. ФСС на входе УПЧ3 обеспечивает необходимое подавление сигналов изображения основного и соседнего каналов. От него в основном зависит полоса пропускания УПЧ3. В некоторых телевизорах на входе УПЧ3 используются самостоятельные ФСС, как, например, на схеме рис. 4.7. Приведенная схема применена в многостандартном телевизоре CVM-90UM и соответствует структурной схеме рис. 4.1а. В этом телевизоре имеются два УПЧ3: верхний УПЧ3₁ на транзисторах T_1, T_2, T_3 , обеспечивающий усиление $f_{в.з.} = 39,2$ МГц, и нижний УПЧ3₂ на транзисторах T_5, T_6, T_7 , настроенный на $f_{в.з.} = 31,5$ МГц. На входе каждого УПЧ3 включен отдельный ФСС, построенный с учетом частотных свойств принимаемых сигналов.

Полоса пропускания УПЧ3 для получения неискаженного усиления при верхней модулирующей частоте 10–15 кГц и при обязательном применении ограничения для подавления импульсных помех должна составлять 100–300 кГц. Однако практически в портативных телевизорах полоса пропускания УПЧ3 со-

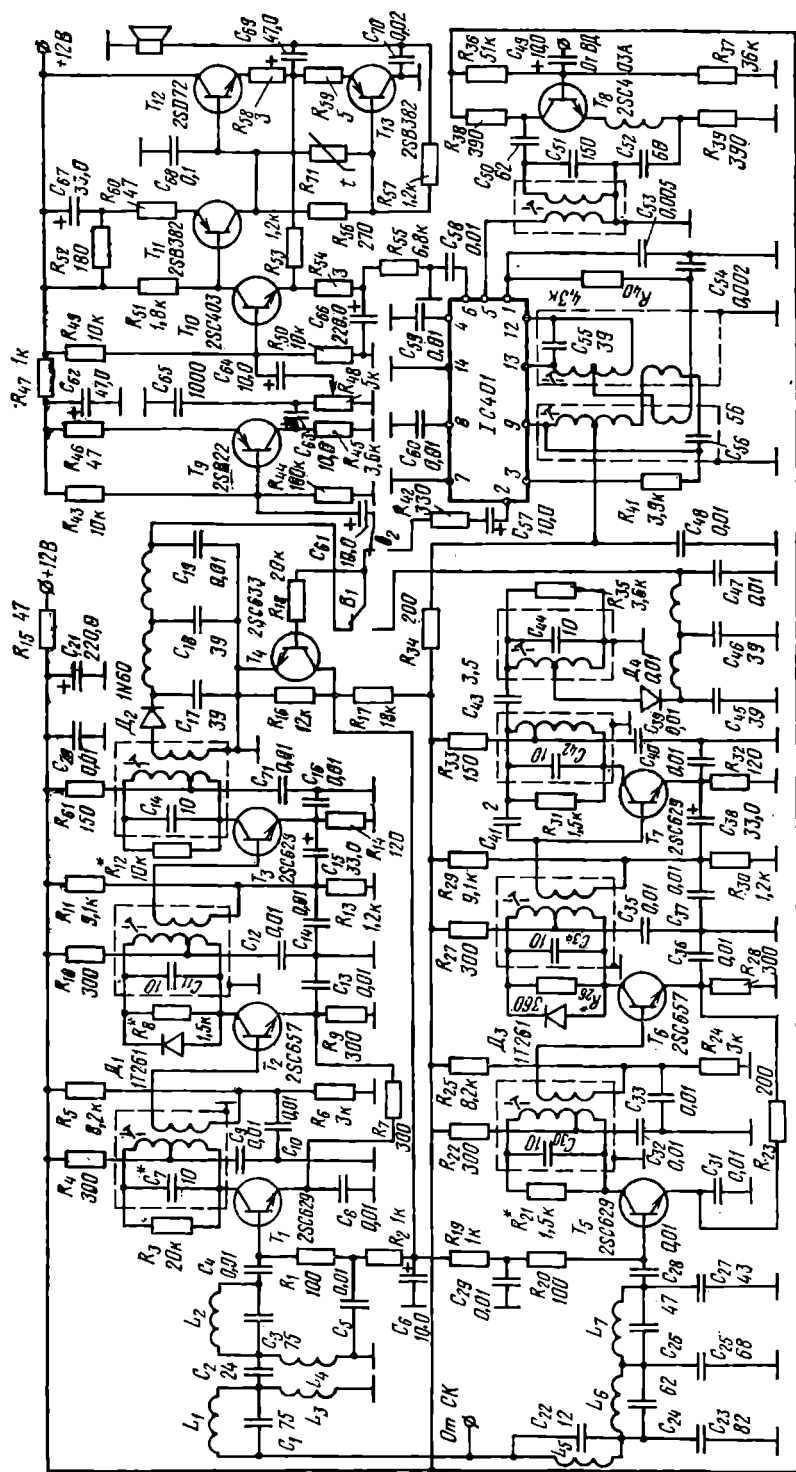


Рис. 4.7. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора СУМ-90УМ

ставляет 0,5—1,0 МГц. Малое входное сопротивление транзисторов приводит к существенному ухудшению добротности резонансных контуров и, следовательно, чрезмерному расширению полосы пропускания. Чтобы обеспечить необходимую ширину полосы пропускания в каскадах УПЧЗ применяются сложные резонансные системы с неполным включением в коллекторные цепи транзисторов. Как правило, в УПЧЗ применяются полосовые фильтры (см. рис. 4.6) или одиночные резонансные контуры (см. рис. 4.7), причем последние применяются чаще. Они представляют собой трансформатор или автотрансформатор, первичная обмотка которого настроена на промежуточную частоту. Вторичная обмотка является элементом связи между каскадами. Реже применяются емкостная связь между каскадами и автотрансформаторная связь при параллельной схеме питания.

В УПЧЗ двухканальных систем иногда используется автоматическая регулировка усиления, что позволяет совместно с АРУ в УПЧ тракта изображения компенсировать изменение отношения сигнала изображения и звукового сопровождения в приемном тракте при изменении уровня сигналов на входе телевизора. Напряжение АРУ обычно снимается с амплитудного детектора и подается на регулируемый каскад таким же способом, как и в УПЧ изображения.

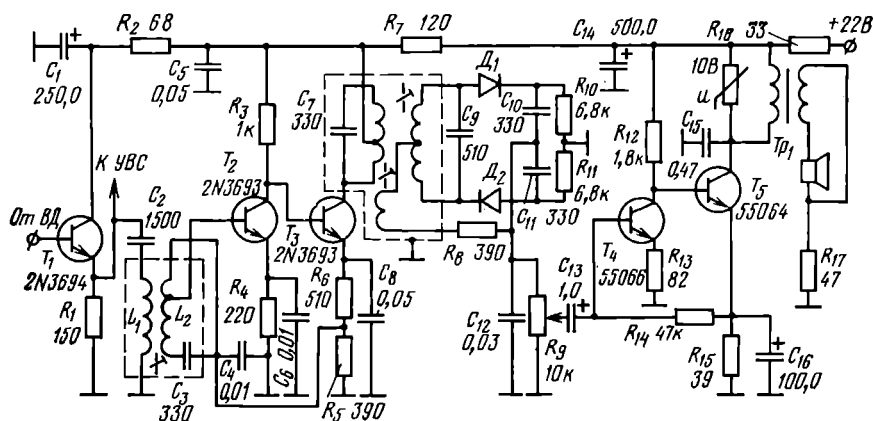


Рис. 4.8. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора А04-3

Например, в схеме рис. 4.7 АРУ осуществляет каскад на транзисторе T_4 . На его базу видеосигнал поступает с одного из амплитудных детекторов D_2 , D_4 в зависимости от положения ключа B_1 . Транзистор T_4 выполняет роль пикового детектора. На его нагрузке R_{16} , C_6 напряжение пропорционально размаху входного видеосигнала. Через фильтры R_2 , C_5 и R_{19} , C_{20} это напряжение в качестве регулируемого смещения подается на базы транзисторов первых каскадов УПЧЗ, и УПЧЗ₂.

Усилитель разностной частоты отличается от УПЧЗ тем, что предназначен для усиления сигналов сравнительно низких частот, лежащих в диапазоне 4,5—6,5 МГц. Кроме того, УРЧ должен обеспечить ограничение паразитной амплитудной модуляции сигнала разностной частоты. Сигнал разностной частоты согласно структурной схеме рис. 4.16 образуется на нагрузке видеодетектора либо отдельного звукового детектора. В этих амплитудных детекторах полупроводниковый диод вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики является смесителем промежуточных частот изображения и звука. В результате взаимодействия этих сигналов на выходе детектора образуется сигнал с частотой $f_p = f_{п.из} - f_{п.з}$. В современных портативных телевизорах сигнал разностной частоты подается на УРЧ, выполненный на дискретных элементах, как правило, не с нагрузки ВД, а с первого каскада УВС. Поскольку первый каскад УВС обычно является эмиттерным повторителем, то такой способ подключения УРЧ к тракту изображения обеспечивает хорошее согласование трактов.

Применяются в основном два схемных варианта входных цепей УРЧ. Один из них применен в телевизоре АО4-3 (рис. 4.8). В нем с катушкой L_1 резекторного контура $L_1 C_2$, включенного параллельно нагрузке R_1 эмиттерного повторителя УВС, связана катушка L_2 . Эта катушка вместе с конденсатором C_3 образует входной контур УРЧ, настроенный на $f_p = 4,5$ МГц. Согласование входа УРЧ обеспечивается выбором числа витков катушек L_1 , L_2 и автотрансформаторным подключением базы транзистора T_2 к контуру $L_2 C_3$. Второй вариант характеризуется применением совмещенного видеокаскада (СВК) на входе УВС (подробно о нем говорилось в § 3.4). В этом случае осуществляется трансформаторная связь УРЧ с колебательным контуром, включенным в коллекторную цепь транзистора совмещенного каскада (рис. 4.9). Поскольку СВК обеспечивает дополнительное усиление сигнала разностной частоты, то в УРЧ может быть включен лишь один каскад усиления (см. рис. 4.9). В предыдущей схеме рис. 4.8 использованы два каскада УРЧ.

После видеодетектора сигнал разностной частоты имеет уровень 0,5—2 мВ. Для нормальной работы частотного детектора на него должны подаваться сигналы размахом 2—2,5 В. Следовательно, УРЧ должен обеспечивать усиление

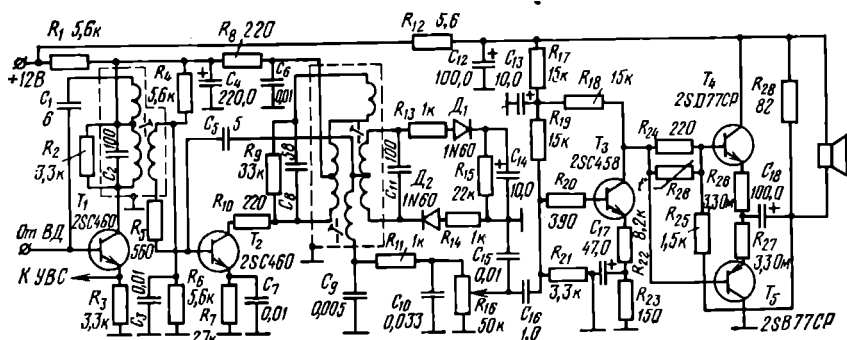


Рис. 4.9. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора А10-1

по напряжению в 1500—5000 раз. Такое усиление в большинстве портативных телевизоров обеспечивается двумя-тремя каскадами, выполненными по схеме с общим эмиттером.

Благодаря сравнительно низкой частоте усиливаемых сигналов в УРЧ упрощаются способы согласования, нейтрализации и обеспечения необходимой ширины полосы пропускания каскадов. Частотная характеристика канала УРЧ чаще всего формируется с помощью одиночных резонансных контуров, включенных в коллекторные цепи транзисторов (см. рис. 4.9). При этом связь с последующим каскадом осуществляется с помощью ненастроенной обмотки контура. Для согласования нагрузки применяется неполное включение контуров в коллекторные цепи транзисторов (см. рис. 4.8).

При использовании транзисторов с довольно большими входными и выходными емкостями для получения необходимой ширины полосы пропускания УРЧ резонансные контуры часто шунтируются резисторами (см. рис. 4.9). УРЧ на современных высококачественных транзисторах с небольшими межэлектродными емкостями позволяет пропустить требуемую полосу частот без дополнительного шунтирования контуров. Для повышения устойчивости работы каскадов в УРЧ применяется нейтрализация внутренней обратной связи.

Способы нейтрализации аналогичны рассмотренным в предыдущей главе. Внешняя компенсирующая обратная связь обеспечивается с помощью конденсатора небольшой емкости, включенного либо между коллекторной нагрузкой («холодным» концом коллекторного контура при неполном его включении) и базой транзистора одного каскада, либо между базами последующего и предыдущего каскадов. Например, в схеме рис. 4.9 нейтрализация совмещенного каскада T_1 УРЧ осуществляется с помощью конденсатора C_1 . Для получения нап-

ряжения нейтрализация нужной полярности катушка коллекторного контура имеет дополнительную обмотку. Нейтрализация второго каскада осуществляется конденсатором C_5 , включенным между вторым контуром выходного полосового фильтра и базой транзистора T_2 .

Одной из характерных особенностей УРЧ является ограничение частотно-модулированных сигналов звукового сопровождения по амплитуде с целью устранения их паразитной амплитудной модуляции. Амплитудная модуляция сигналов разностной частоты является помехой для звукового канала. Ограничение амплитудной модуляции обеспечивается соответствующим выбором режимов работы каскадов УРЧ. Причем оно осуществляется, как правило, в выходном каскаде. Ограничение амплитудной модуляции может производиться двумя способами: смещением рабочей точки каскада по характеристике в область малых значений крутизны либо уменьшением рабочего участка характеристики транзистора путем подачи малого напряжения питания на коллектор. Для уменьшения напряжения питания на коллекторе применяются делители напряжения и гасящие резисторы. В трехкаскадных схемах УРЧ применяется ограничение за счет отсечки и насыщения коллекторного тока в последних каскадах.

4.3. Детекторы сигналов звукового сопровождения

Детекторы на дискретных элементах. При амплитудной модуляции сигналов звукового сопровождения выделение низкочастотных звуковых сигналов звукового сопровождения производится аналогично выделению видеосигналов в канале изображения. Для этого на выходе УПЧЗ включается амплитудный детектор, состоящий из полупроводникового диода, конденсатора и низкочастотного LC-фильтра (см. рис. 4.7). С нагрузки амплитудного детектора сигнал поступает на УНЧ. В цепь подачи низкочастотного сигнала на УНЧ иногда включается высокочастотный дроссель, не пропускающий сигналы промежуточной частоты на вход УНЧ. Согласование амплитудного детектора с последним каскадом УПЧЗ производится с помощью трансформатора.

В трактах звукового сопровождения, предназначенных для приема частотно-модулированных сигналов, в настоящее время применяются в основном три типа частотных детекторов: фазовый детектор, дробный детектор и дискриминатор. Фазовый квадратурный детектор, схема которого приведена на рис. 4.10а, является наилучшим частотным детектором из перечисленных как по выходным параметрам, так и по простоте схемы и ее настройке. Этот детектор выполнен на транзисторе и работает в режиме самовозбуждения, благодаря включению в коллекторную и базовую цепи связанных контуров. Под влиянием частотной модуляции входного сигнала разностной частоты изменяется фазовый сдвиг между входным сигналом и собственными колебаниями ЧМ детектора. Это приводит к изменению тока транзистора в соответствии с низкочастотным звуковым сигналом, который поступает на УНЧ с эмиттерного сопротивления. Для правильной работы фазового детектора коэффициент связи между обмотками L_1 , L_2 полосового фильтра должен составлять 0,1. В фазовом детекторе отсутствуют сложные фазосдвигающие трансформаторы, как, например, в дискриминаторе или дробном детекторе. Резонансная система фазового дискриминатора состоит из двух контуров полосового фильтра, настроенных на разностную частоту. При этом обеспечиваются хорошая линейность детекторной характеристики, высокие чувствительность и степень подавления паразитной амплитудной модуляции до 30—40 дБ, а этого достаточно для получения хорошего качества звука.

Широкое распространение в качестве частотного детектора портативных телевизоров получил дробный детектор. Это объясняется тем, что он обладает ограничительными свойствами и позволяет получить хорошее качество звука без усложнения схемы звукового канала. Портативные телевизоры, как правило, рассчитаны на работу от встроенной телескопической антенны и имеют весьма высокую чувствительность (до 5—10 мкВ). При приеме слабых сигналов и максимальном усилении приемного тракта излучение гармоник разностной частоты, принимаемое антенной, создает дополнительные помехи изображению. Чтобы устранить такие помехи, не следует допускать ограничения сигнала разностной частоты в последнем каскаде УРЧ. Поэтому желательно ограничение производить после УРЧ, т. е. в частотном детекторе.

На практике применяются симметричные и несимметричные схемы дробных детекторов. На рис. 4.10б показана принципиальная схема симметричного дробного детектора. Характеристика дробного детектора формируется с помощью фазовращающего трансформатора, содержащего три обмотки. Часть напряжения катушки связи L_3 суммируется с напряжением вторичной обмотки. Напряжение на вторичной обмотке при резонансе сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения на первичном контуре. Так как оба напряжения, приложенные к диодам, через резисторы R_2, R_3 , равны, то напряжения, возникающие на конденсаторах C_3, C_4 , равны и направлены противоположно. При отклонении частоты от резонансного значения f_0 фазовый сдвиг между первичным и вторичным напряжениями становится не равным 90° , а следовательно, неравными

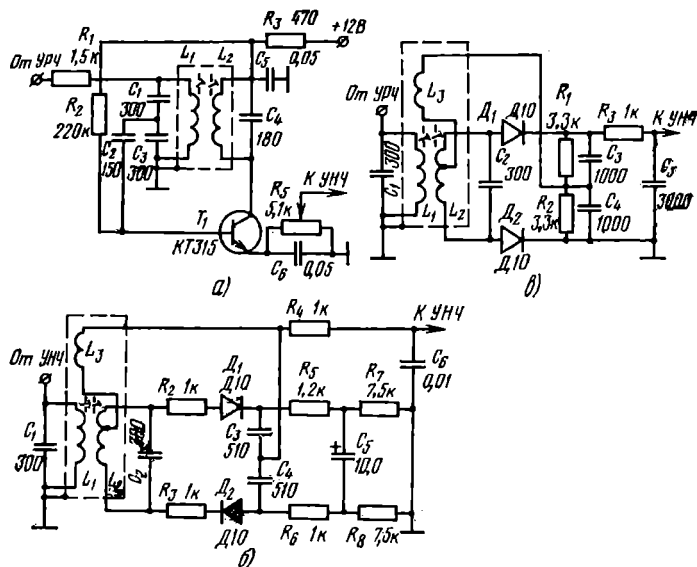


Рис. 4.10. Схема частотных детекторов на дискретных элементах. а — фазовый квадратурный детектор; б — дробный детектор; в — дискриминатор

становятся напряжения, приложенные к диодам. Из-за неравных токов, протекающих через диоды, конденсатор C_5 заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не сдвинет рабочую точку диода так, что токи опять станут равными. Напряжение на конденсаторах C_3, C_4 пропорционально отклонению частоты. Это выходное напряжение соответствует низкочастотному модулирующему сигналу частотномодулированного сигнала разностной частоты.

Подавление паразитной амплитудной модуляции происходит в результате изменения сопротивления контуров при изменении амплитуды входного сигнала. Это вызывает изменение добротности первичного контура, способствующее сглаживанию изменений напряжения на выходе детектора. Для усиления этого положительного эффекта нагрузка детекторов R_7, R_8 (рис. 4.10б) шунтируется конденсатором большой емкости C_5 . Для лучшего подавления амплитудной модуляции последовательно с диодами включаются ограничительные резисторы (R_2, R_3 и R_5, R_6 на рис. 4.10б). Сопротивление этих резисторов подбирается конкретно для данного типа диодов. Иногда один из резисторов является подстроечным и используется для компенсации разброса параметров диодов. Чтобы получить большее отношение сигнал/шум, в передатчике сигналов звукового сопровождения поднимаются верхние модулирующие частоты. Для их ослабления в приемнике в выходную цепь детектора включается низкочастотный фильтр R_4C_6 с постоянной времени 10—50 мкс.

Несимметричный дробный детектор применен в схеме рис. 4.9. Он отличается от симметричного детектора тем, что цепь нагрузки R_{15} , C_{14} не имеет заземленной средней точки, а дополнительная обмотка связи заземлена по высокой частоте через конденсатор C_9 , к которому подключена цепь R_{11} , C_{10} подавляющая верхние частоты детектированного низкочастотного сигнала звукового сопровождения. В схеме рис. 4.9 применен трансформатор детектора более сложной конструкции, чем в схеме рис. 4.10. В нем с целью усиления магнитной связи между обмотками трансформатора часть витков первичной обмотки намотана на каркас вторичной обмотки. Рассмотренные дробные детекторы обеспечивают подавление паразитной амплитудной модуляции на 20—26 дБ в полосе частот ± 50 кГц относительно разностной частоты. Однако этого недостаточно для получения хорошего качества звука. Поэтому дробный детектор обычно применяется совместно с усилителем-ограничителем, роль которого выполняет последний каскад УРЧ. В этом случае подавление АМ достигает 40 дБ. Дробный детектор обладает меньшей чувствительностью, чем фазовый дискриминатор.

Ранее широко применяемый дискриминатор в качестве частотного детектора тракта звукового сопровождения в современных моделях телевизоров применяется довольно редко. Этот тип детектора вытеснен более высококачественным дробным детектором и фазовым дискриминатором, а также детекторами новых типов на интегральных схемах. Это произошло потому, что дискриминатор не обладает ограничительными свойствами и имеет сравнительно невысокую чувствительность. Однако некоторые фирмы еще применяют дискриминаторы в дешевых портативных телевизорах. Типовая схема дискриминатора показана на рис. 4.10а. В нем применена схема индуктивно связанных контуров, подобная дробному детектору, но диоды включены навстречу друг другу. Каждая половина вторичной обмотки совместно с диодом и нагрузочной RC -цепью образует амплитудный детектор. Напряжения с половин обмоток детектируются и выделяются на резисторах R_1 , R_2 . В точку соединения этих резисторов подается также напряжение, наведенное в катушке связи L_3 . Все эти напряжения, взаимодействуя между собой, образуют на выходе дискриминатора низкочастотный сигнал звукового сопровождения. Цепь R_3 , C_5 ослабляет его верхние частоты. Дискриминатор прост и надежен в эксплуатации, но требует использования в УРЧ эффективного режима ограничения.

Детекторы на интегральных элементах. В начальный период интеграции портативных транзисторных телевизоров за основу принимались ранее разработанные и хорошо себя зарекомендовавшие схемы на дискретных элементах. Так получилось и с первыми частотными детекторами в интегральном исполнении. Их схема соответствовала дискриминатору рис. 4.10а. По такой схеме выполнены, например, интегральные элементы СА3042, ТАА450 (см. табл. 4.2). Были разработаны также интегральные дробные детекторы, например, типа К2ДС242 (см. рис. 4.4б). Дробные детекторы входят в состав некоторых комплексных интегральных микросхем (см. рис. 4.5). Был подвергнут интеграции также фазовый детектор. На рис. 4.11а приведена структурная схема такого интегрального элемента типа $\mu A754$. Сигнал с УРЧ/1 и контура L_1C_1 сравнивается фазовым детектором 2 по фазе, и на его нагрузке выделяется напряжение звуковой частоты. Преимуществом этой схемы является низкая стоимость и простота настройки.

В процессе совершенствования частотных детекторов в интегральном исполнении были разработаны ИС, использующие новые способы детектирования. Интегральная микросхема типа $\mu A3065$ представляет собой дифференциальный пиковый детектор, который при помощи дифференциального усилителя сравнивает напряжения на входе и выходе колебательного контура. Схема такого детектора приведена на рис. 4.11б, где 1—выходной ограничительный каскад УРЧ, 2—дифференциальный усилитель. До подачи сравниваемых сигналов на базы транзисторов дифференциального каскада они детектируются двумя амплитудными детекторами D_1 , C_2 и D_2 , C_3 . Разность напряжений на выходе дифференциального усилителя пропорциональна низкочастотному сигналу звукового сопровождения. Структурная схема детектора ЧМ, работающего на принципе фазовой синхронной цепи, показана на рис. 4.11в. На фазосравнивающее устройство 1 поступают ЧМ сигнал разностной частоты с УРЧ и опорный сигнал с управляемого генератора 5. В результате взаимодействия этих сигналов

на выходе устройства 1 образуется сложный сигнал, из которого с помощью фильтра 2 выделяется низкочастотный сигнал звукового сопровождения. Для обеспечения синхронного частотного детектирования на управляемый генератор подается звуковой сигнал с выхода предварительного усилителя низкой частоты 3 через ограничитель 4. По рассмотренному принципу работает ИС типа NE561B. В интегральной схеме типа TAA710 для детектирования ЧМ сигнала

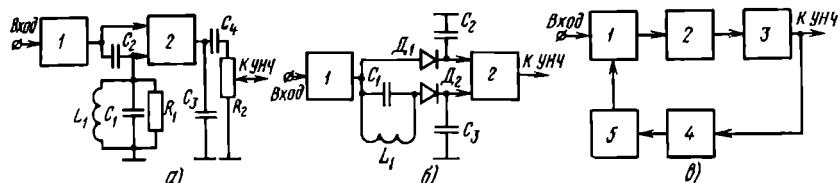


Рис. 4.11. Структурные схемы частотных детекторов с применением интегральных элементов: а — фазовый детектор; б — дифференциальный пиковый детектор; в — детектор на принципе фазовой синхронной цепи

ла использовали счетчики импульсов. Ее достоинство состоит в том, что для построения детектора не требуются индуктивности, а недостаток — для детектирования необходимо переходить на более низкую частоту.

4.4. Усилители низкой частоты

УНЧ на дискретных элементах. Применяющиеся схемы УНЧ портативных телевизоров отличаются особенностями построения выходных каскадов, способами согласования динамического громкоговорителя с выходным каскадом и последнего с предвыходным каскадом, количеством каскадов и способами коррекции АЧХ. Для портативных телевизоров весьма важным является снижение энергопотребления, размеров и массы. Вот почему в телевизорах, питающихся от батарей, не применяются в УНЧ неэкономичные каскады, работающие в режиме класса А. Такие усилители иногда применяются лишь в стационарных портативных телевизорах со сравнительно большими размерами экрана. Принципиальная схема подобного двухкаскадного усилителя показана на рис. 4.12а. Согласование динамического громкоговорителя с выходным каскадом осуществляется с помощью трансформатора. Резистор R_4 образует цепь отрицательной обратной связи, уменьшающую нелинейные искажения и повышающую стабильность усиления. Этому способствует также резистор R_3 в эмиттерной цепи транзистора T_1 предвыходного каскада. Наличие выходного согласующего трансформатора в рассматриваемой схеме является нежелательным как с точки зрения размеров блока УНЧ, так и с точки зрения возможной интеграции этой схемы.

С учетом этого в современных портативных телевизорах, как правило, применяются бестрансформаторные УНЧ, выходные каскады которых построены по двухтактной схеме, и работают в режиме класса В. Существуют два типа двухтактных выходных каскадов: каскад на транзисторах одинаковой проводимости с симметричным входом и несимметричным выходом; каскад на транзисторах разнотипной проводимости с несимметричным входом и выходом. Первый вариант каскада иллюстрирует рис. 4.12б. Нагрузка к нему подключается с помощью разделительного конденсатора C_4 . В результате через нее не протекает постоянная составляющая тока, а это повышает КПД такого каскада по сравнению с трансформаторным (см. рис. 4.12а). Для двухтактного каскада на транзисторах одинаковой проводимости требуется противофазное управляющее напряжение поэтому предвыходной каскад на транзисторе T_1 выполнен как паразитный усилитель. Для того чтобы разделительный конденсатор C_4 не влиял на АЧХ каскада, его сопротивление на низшей рабочей частоте должно быть в 3—5 раз меньше сопротивления нагрузки. Транзисторы T_2 и T_3 по отношению к источнику питания (по постоянному току) включены последовательно, а по отношению к нагрузке (или по переменному току) — параллельно. Последнее

снижает требуемое значение сопротивления нагрузки и приближает его к сопротивлению применяемых динамических громкоговорителей.

В связи с разработкой высококачественных транзисторов *p-n-p*- и *n-p-n*-типа достаточной мощности, идентичных по параметрам, более широкое распространение получили выходные каскады УНЧ с несимметричным входом и выходом. Схема УНЧ с таким каскадом приведена на рис. 4.12в. Она является более простой, чем предыдущая схема, так как не требует симметричного предвыходного каскада. В ней предвыходной каскад на транзисторе T_2 — обычный усилитель с общим эмиттером. Управляющее напряжение на базы транзисторов T_3 , T_4 выходного каскада снимается с коллекторного резистора R_8 предвыходного

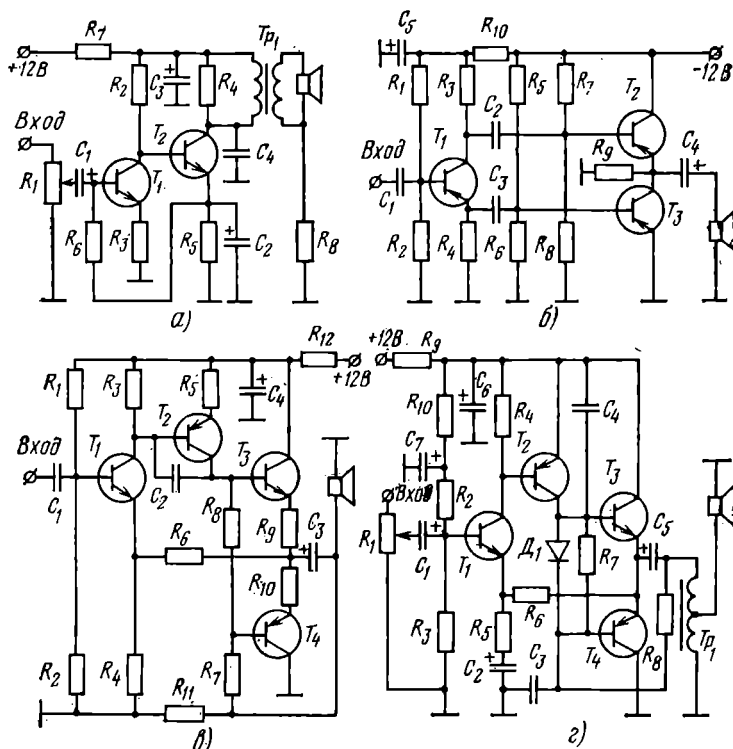


Рис. 4.12. Принципиальные схемы усилителей низкой частоты: а — одно- тактная с трансформаторным выходом; б — двухтактная с симметричным входом; в — двухтактная с несимметричным входом; з — двухтактная с автотрансформаторным выходом

каскада. При подаче напряжений одной полярности на управляющие цепи такого каскада ток одного из транзисторов растет, а другого падает, и схема работает как двухтактная. Напряжение на резисторе R_8 задает начальное смещение транзисторам, оно также способствует стыковке их работы и, следовательно, снижению нелинейных искажений. В аналогичной схеме УНЧ, показанной на рис. 4.12г, это смещение обеспечивается параллельной цепью, состоящей из диода D_1 и резистора R_7 . В принципе может быть использован лишь один диод (см. рис. 4.6), но для снижения влияния разброса его параметров на уровень нелинейных искажений он часто шунтируется резистором. В схеме рис. 4.12г согласование нагрузки с выходным каскадом осуществляется с помощью автотрансформатора.

Вследствие того что динамические громкоговорители имеют небольшие размеры и поэтому подчеркивают высокие звуковые частоты в УНЧ портативных телевизоров, часто применяется цепь ослабления высоких звуковых частот. В

схеме, изображенной на рис. 4.12г, для ослабления высоких частот к базам транзисторов двухтактного каскада подключены конденсаторы C_3 , C_4 . Конденсатор, ослабляющий высокие частоты, может также подключаться между землей и коллектором выходного каскада (C_4 на рис. 4.12а).

Для уменьшения нелинейных искажений повышения стабильности усиления, улучшения АЧХ и повышения входного сопротивления УНЧ применяются цепи отрицательной обратной связи. Напряжение отрицательной обратной связи может подаваться с выходного каскада на базу (R_6 на рис. 4.12а) или на эмиттер (R_6 на рис. 4.12в, R_{15} на рис. 4.6) транзисторов предвыходных каскадов в зависимости от их числа. Кроме того, часто цепь обратной связи образуется резистором, включенным между нагрузкой УНЧ и входом оконечного каскада (R_8 на рис. 4.12г, R_{57} на рис. 4.7). Помимо межкаскадных цепей обратной связи, применяется термостабилизирующая внутрикаскадная связь путем включения резисторов в эмиттерные цепи транзисторов. С этой целью в схему рис. 4.12в включены резисторы R_4 , R_5 , R_9 , R_{10} . Для термостабилизации режима работы УНЧ параллельно резистору смещения выходных каскадов включают терморезистор (R_{71} на рис. 4.7, R_{28} на рис. 4.9).

Для выходного двухтактного каскада, работающего в режиме класса В, характерно сильное изменение потребляемого от источника питания тока при переходе от режима молчания к режиму максимальной громкости. Поэтому в портативных телевизорах, где применяются блоки сетевого питания без стабилизации питающего напряжения, при приеме речевых и музыкальных передач будет изменяться величина питающего напряжения. Из-за этого возможны изменение размеров изображения и нарушение кадровой синхронизации. Чтобы устранить подобные явления, в цепях питания отдельных каскадов схемы включаются развязывающие RC-фильтры, а в телевизорах со стабилизацией питающего напряжения питание УНЧ осуществляется до стабилизатора. Практически во всех современных портативных телевизорах имеются централизованные стабилизаторы питания. В некоторых случаях в УНЧ применяют отдельные стабилизаторы, как, например, в схеме рис. 4.5.

УНЧ на интегральных элементах. Первые интегральные элементы содержали лишь предвыходные каскады УНЧ вследствие трудностей создания мощных транзисторов интегральной технологией. Так, например, ИС рис. 4.5 содержит первый каскад УНЧ на транзисторах T_{11} , T_{12} , представляющий составной эмиттерный повторитель. Он служит только для согласования УНЧ с частотным детектором. Схема типа К2УС245 (см. рис. 4.4в) представляет собой пятикаскадный предварительный усилитель звуковых сигналов с непосредственной связью. Усилитель низкой частоты с ее применением показан на рис. 4.13. Первый каскад на транзисторе T_1 является эмиттерным повторителем. Сигнал с его выхода через R_1 , C_4 поступает на усилительный каскад T_2 , охваченный частотнозависимой отрицательной обратной связью. Цепь обратной связи образована элементами R_3 , C_2 , R_{16} , C_3 . Между первым (T_2) и вторым (T_4) предвыходными каскадами включен эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 . С коллектора транзистора T_3 оконечного каскада микросхемы сигнал подается на составные дискретные транзисторы выходного каскада УНЧ. Резистор R_{17} является коллекторным сопротивлением транзистора T_5 и одновременно образует цепь обратной связи между нагрузкой и входом выходного каскада. Конденсатор C_5 образует также цепь обратной связи.

Как видно из схемы рис. 4.13, благодаря применению непосредственной связи между каскадами предварительного усилителя К2УС245 в УНЧ осуществлены эффективные цепи обратной связи как по переменному току, так и по постоянному току. Это позволило добиться высоких параметров усилителя. Рассмотренный УНЧ имеет следующие параметры: максимальная выходная мощность 1 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом, полоса усиливаемых частот 100—1500 Гц, чувствительность 15—20 мВ, коэффициент нелинейных искажений не более 2%, ток потребления в режиме молчания не более 6 мА.

В процессе совершенствования интегральных микросхем была разработана технология изготовления интегральным способом достаточно мощных транзисторов. В связи с этим появилась возможность интеграции выходных каскадов УНЧ. В настоящее время многие фирмы в УНЧ портативных телевизоров применяют комплексные ИС, требующие малого числа внешних элементов. На рис. 4.14 показана схема УНЧ с использованием интегрального элемента типа

ТВА800. В состав этого элемента входят входное устройство 1, предвыходной 2 и выходной 3 каскады, стабилизатор питающих напряжений 4. Выходной каскад построен по двухтактной симметричной схеме на двух мощных транзисторах *n-p-n*-типа. Максимальная выходная мощность составляет 3 Вт. Для рассеяния мощности, выделяемой выходными каскадами, ИС имеет встроенный

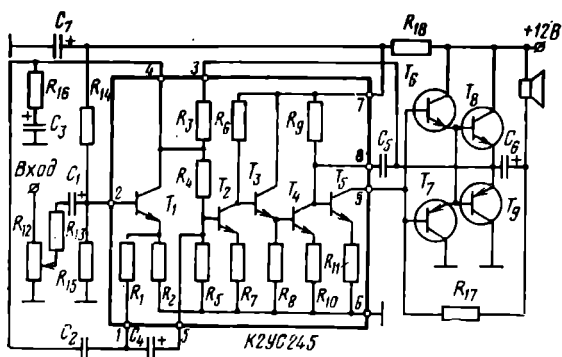


Рис. 4.13. Принципиальная схема усилителя низкой частоты с использованием интегрального элемента типа К2УС245

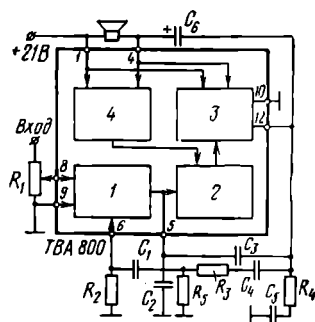


Рис. 4.14. Принципиальная схема усилителя низкой частоты на микроэлементе типа ТВА800

радиатор. Чувствительность УНЧ характеризуется величиной входного сигнала 35 мВ на частоте 1 кГц. Элементы C_4 , R_3 , R_5 , C_1 образуют стабилизирующую цепь обратной связи. Цепь R_4 , C_5 обеспечивает постоянство сопротивления на грузки в полосе усиливаемых частот.

4.5. Практические схемы тракта звукового сопровождения на интегральных микроэлементах

Здесь рассмотрим характерные варианты принципиальных схем трактов, применяющихся в современных портативных телевизорах. Особенности интеграции тракта звукового сопровождения отражает ранее рассмотренная диаграмма рис. 4.3. В соответствии с отмеченными в ней вариантами рассмотрим практические схемы. Первому варианту соответствует принципиальная схема тракта изображения телевизора «Юность-603», показанная на рис. 4.15. В ней УРЧ выполнен на ИС типа К2УС248 (см. рис. 4.4а) и содержит усилительный каскад, эмиттерный повторитель и усилитель-ограничитель. В тракте применен самостоятельный звуковой амплитудный детектор на диоде D_1 , выполняющий

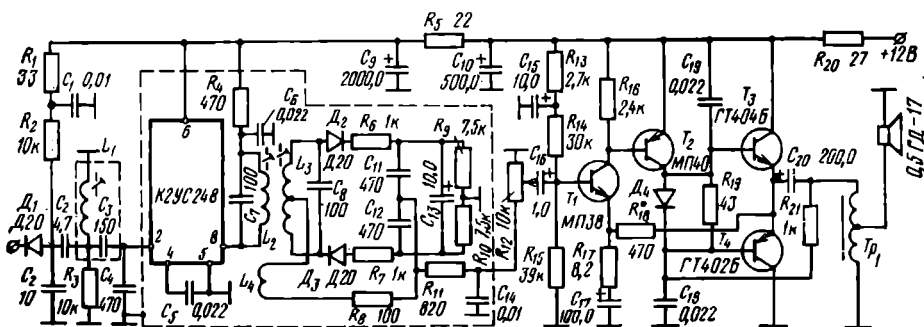


Рис. 4.15. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора «Юность-603»

роль смесителя. Контур L_1C_3 настроен на разностную частоту 6,5 МГц. В качестве частотного детектора применен дробный детектор, соответствующий схеме рис. 4.10б. Усилитель низкой частоты соответствует рис. 4.12г.

Второму варианту построения тракта звукового сопровождения (см. рис. 4.3) соответствует схема телевизора KCS187, приведенная на рис. 4.16. В ней на ИС типа IC301 (2516) выполнены УРЧ и частотный детектор по схеме дифференциального пикового детектора. Усилитель низкой частоты соответствует схеме рис. 4.12в. Третий вариант построения тракта (см. рис. 4.3) реализован в телевизоре 4B117 (рис. 4.17). В нем УНЧ выполнен на ИС типа IC23,

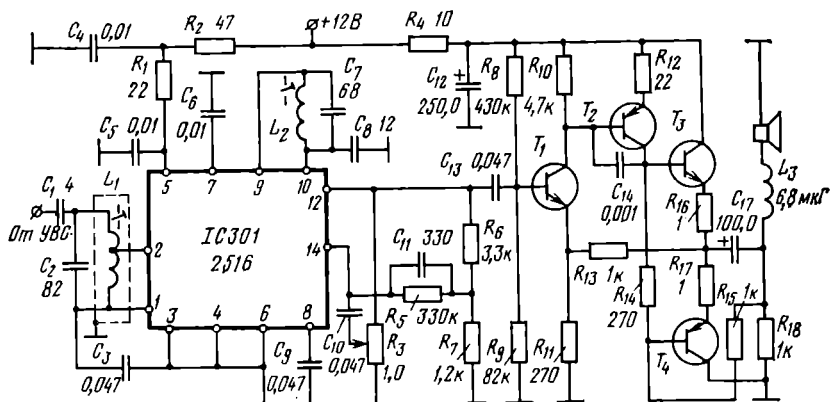


Рис. 4.16. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора KCS187

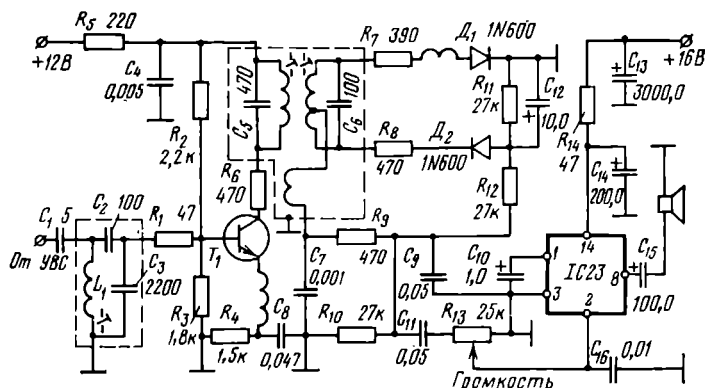


Рис. 4.17. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора 4B117

аналогичной по функциональной структуре ИС типа ТВА800 (см. рис. 4.14). Однако она требует меньшего количества внешних элементов. В УРЧ применен один усилительный каскад, так как дополнительно сигнал разностной частоты усиливается в совмещенном каскаде УВС. В качестве детектора ЧМ сигналов применен несимметричный дробный детектор.

Четвертый вариант построения тракта звукового сопровождения (см. рис. 4.3) характеризуется применением трех ИС в УРЧ, ЧД и ПУНЧ. Принципиальная схема такого тракта показана на рис. 4.18. В ней использованы микросъемные элементы, схемы которых показаны на рис. 4.4. Схема УНЧ соответствует рис. 4.13. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения, соответствующая пятому варианту, приведена на рис. 4.19. На ИС типа IC2434 выполнены

SN76666 выполнены УРЧ и частотный детектор по схеме дифференциального пикового детектора, а на LA4030 — усилитель низкой частоты. Интегральная микросхема SN76666 по своим параметрам похожа на схему IC301 (2516), примененную в тракте рис. 4.16.

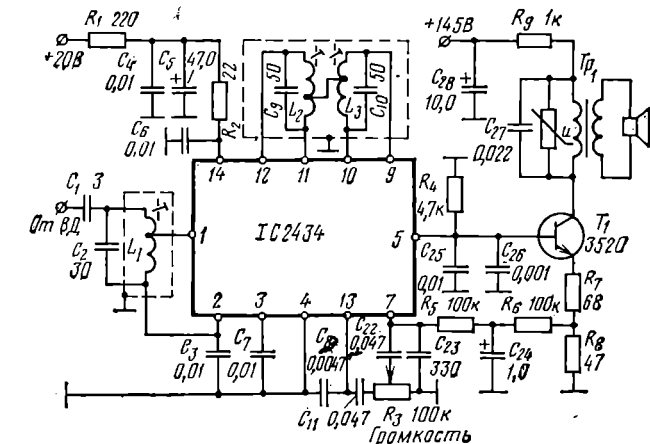


Рис. 4.19. Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора KCS186

Достижения в области технологии производства ИС для телевизионных приемников позволяют в настоящее время добиться максимальной степени интеграции тракта звукового сопровождения. На рис. 4.21 приведена схема трак-

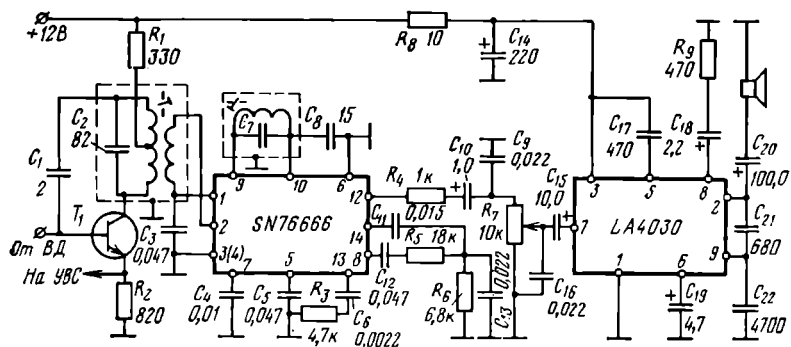


Рис. 4.20 Принципиальная схема тракта звукового сопровождения телевизора GE-BA

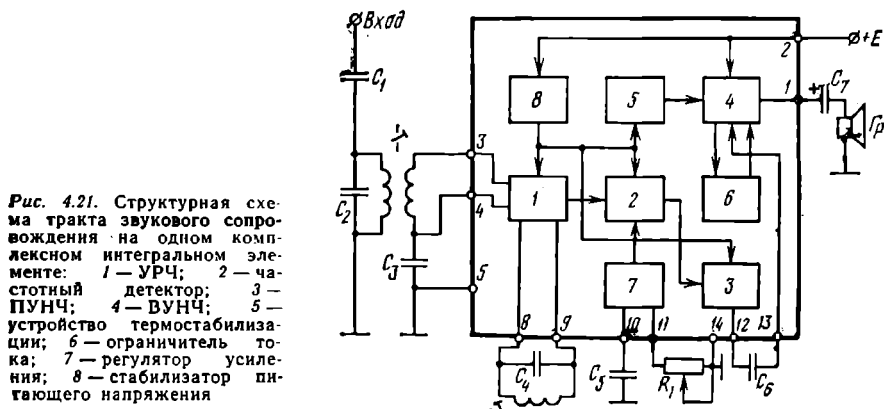


Рис. 4.21. Структурная схема тракта звукового сопровождения на одном комплексном интегральном элементе: 1 — УРЧ; 2 — частотный детектор; 3 — ПУНЧ; 4 — ВУНЧ; 5 — устройство термостабилизации; 6 — ограничитель тока; 7 — регулятор усиления; 8 — стабилизатор питающего напряжения

та звукового сопровождения, все каскады которого выполнены на одной ИС типа ULN2211. При этом требуется весьма небольшое количество внешних элементов.

5

ГЕНЕРАТОР СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ

5.1. Принципы построения и технические характеристики

Принцип формирования отклоняющего тока определяется параметрами разложения изображения и характером нагрузки ГСР. В зависимости от телевизионного стандарта (см. табл. 2.2) в настоящее время используется разложение изображения на 625, 819 и 525 строк. Первые два варианта соответствуют частоте полей 50 Гц, а последний — 60 Гц. Исходя из этого, частота

строчной развертки f_c для первого варианта разложения составляет 15 625 Гц, для второго — 20 475 Гц и третьего — 15 750 Гц. Во всех современных моделях портативных телевизоров используется магнитное отклонение электронного луча. При таком методе с помощью отклоняющих катушек создается изменяющееся во времени магнитное поле. Равномерное перемещение электронного луча по экрану кинескопа требует примерно линейного закона изменения напряженности магнитного поля. Известно, что для магнитных отклоняющих катушек напряженность магнитного поля пропорциональна току, создающему это поле. Следовательно, ток должен подчиняться пилообразному закону изменения во времени с частотой, установленной телевизионным стандартом. На достаточно высокой частоте строчной развертки отклоняющие катушки эквивалентны индуктивности L_c . Чтобы получить в них во время прямого хода развертки $T_{c.п}$ нарастающий ток, очевидно, к ним надо приложить постоянное напряжение E . Согласно известному соотношению для напряжения и тока катушки индуктивности $i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt$ при $u_L = E = \text{const}$ $i_c(t) = \frac{E}{L_c} t$,

т. е. ток изменяется по линейному закону, что и требуется для отклонения электронного луча кинескопа. При $t = T_{c.п}$ отклоняющий ток достигает максимального значения $I_{c.p} = ET_{c.п}/L_c$. Полученное выражение не учитывает влияния сопротивления катушек R_c на процесс формирования отклоняющего тока. Реальные

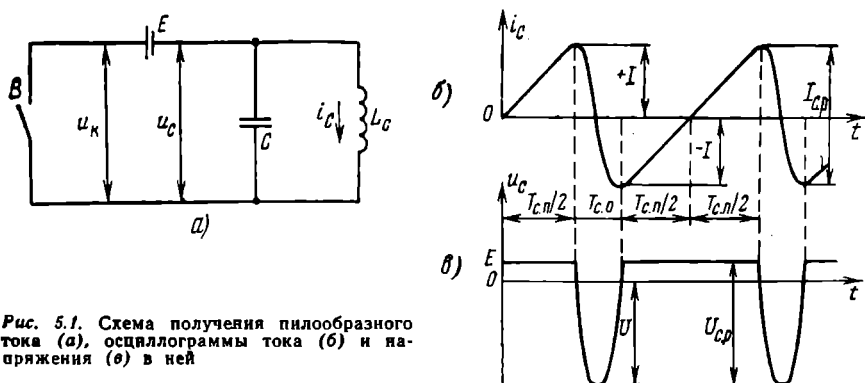


Рис. 5.1. Схема получения пилообразного тока (а), осциллограммы тока (б) и напряжения (в) в ней

строчные катушки всегда имеют определенное небольшое сопротивление. В результате линейный ток приобретает экспоненциальные искажения и размах его становится меньше.

Длительность прямого хода развертки определяется длительностью периода $T_c = 1/f_c$ и допустимой величиной времени обратного хода $T_{c.o}$. Зная эти величины, найдем $T_{c.п} = T_c - T_{c.o}$. Для действующих телевизионных стандартов значение длительности обратного хода строчной развертки лежит в пределах 10—14 мкс. При $f_c = 15\,625$ Гц $T_c = 64$ мкс, при $f_c = 15\,750$ Гц $T_c = 63,5$ мкс и при $f_c = 20\,475$ Гц $T_c = 48,8$ мкс. За время обратного хода ток в отклоняющих катушках должен уменьшиться до величины, соответствующей началу прямого хода. Необходимый характер изменения отклоняющего тока в строчных катушках можно получить с помощью схемы, показанной на рис. 5.1а [15]. Замкнем ключ B в момент времени $t = 0$. При этом напряжение источника питания прикладывается к индуктивности отклоняющих катушек L_c и в них протекает возрастающий по величине ток (рис. 5.1б). Будем считать, что емкость конденсатора C при малом внутреннем сопротивлении источника питания ($R_i \approx 0$) не оказывает влияние на медленное изменение тока. Кроме того, предположим, что в схеме отсутствуют активные сопротивления. При этих предположениях нарастание тока будет происходить по линейному закону. Через время $T_{c.п}/2$, когда ток достигнет значения $+I = I_{c.p}/2$, разомкнем ключ. Линейное изменение тока прекратится, а за счет энергии, накопленной в индуктивности L_c , начнутся ударно возбужденные колебания в контуре, образованном индуктивностью отклоняющих катушек и емкостью конденсатора C . Через половину периода

колебаний контура, когда ток в индуктивности изменит направление и достигнет величины $-I$, снова замкнем ключ K . И снова начнется линейное нарастание тока. Но при этом он будет протекать в обратном направлении, т. е. в источник E . Благодаря этому возвращается в источник энергия, запасенная за предыдущий период в индуктивности отклоняющих катушек. Возврат энергии в источник продолжается половину прямого хода развертки $T_{с.п}/2$. Затем ток меняет направление, и цикл повторяется. Таким образом, подбирая элементы схемы L_0 и C так, чтобы обеспечить заданную телевизионным стандартом длительность обратного хода $T_{о.о.}$ и в нужные моменты времени замыкая и размыкая ключ B , можно получить необходимую пилообразную форму тока в строчных отклоняющих катушках.

Рассмотренный принцип получения пилообразного тока используется сейчас в большинстве портативных телевизоров. Он очень прост, требует небольшого количества элементов и, главное, обладает весьма важным преимуществом по сравнению с другими принципами. Это преимущество заключается в том, что при отсутствии активных сопротивлений в схеме не потребляется мощность от источника питания. Но это возможно только в идеализированной схеме. В практических схемах всегда существуют потери мощности.

Особенность работы рассмотренной схемы (рис. 5.1а) состоит в том, что согласно рис. 5.1б в установившемся режиме отклоняющий ток во время прямого хода изменяет направление. Следовательно, ключ B должен быть симметричным, обладая двусторонней проводимостью. Из-за этой особенности рассматриваемый принцип формирования отклоняющего тока назван принципом симметричного ключа. За счет колебательного процесса во время обратного хода на катушках развиваются синусоидальные импульсы напряжения (рис. 5.1в). Амплитуда их U при заданной длительности обратного хода $T_{о.о.}$ зависит от напряжения источника E и определяется выражением

$$U = \frac{E \pi T_{о.п.}}{2 T_{с.о.}}$$

Например, при $E=12$ В, $T_{о.п.}=54$ мкс и $T_{с.о.}=10$ мкс получим $U=95$ В, что почти в 8 раз превышает напряжение питания. На ключе B во время обратного хода действует максимальное напряжение $U_{о.р.}=U+E$ (см. рис. 5.1в).

Практически рассмотренный принцип формирования отклоняющего тока реализуется с помощью каскада, схема которого показана на рис. 5.2а [16, 17, 18]. Роль симметричного ключа в этой схеме выполняет параллельное соединение транзистора и диода. Транзистор управляется с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого подключена к выводам базы и эмиттера. Управляющее напряжение $u_{б.э.}$ отпирает транзистор на время прямого хода развертки и запирает его на время обратного хода. Осциллограмма напряжения $u_{б.э.}$ приве-

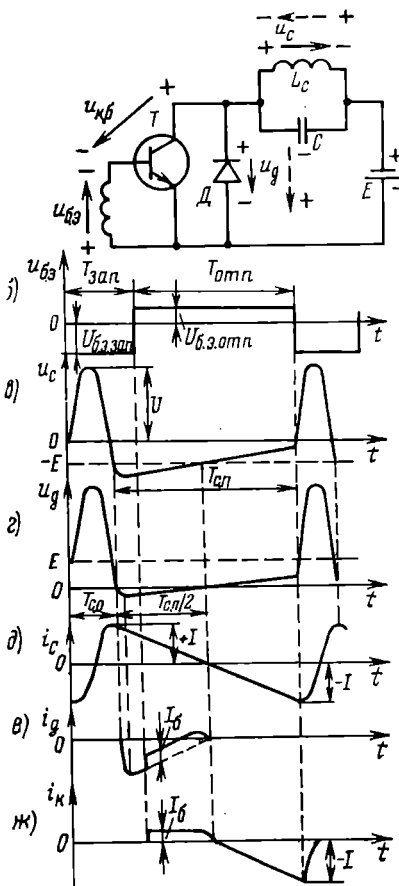


Рис. 5.2. Упрощенная схема выходного каскада ГСР (а) и осциллограммы напряжений и токов в ней; б — управляющее напряжение транзистора; в — напряжение на катушках; г — напряжение на диоде; д — ток в катушках; е — ток демпферного диода; ж — коллекторный ток транзистора

дена на рис. 5.2б. В реальных режимах работы рассматриваемого каскада длительность запирающей части $U_{б.з.ап}$ напряжения $u_{б.з.}$ больше длительности обратного хода $T_{с.о.}$. Это необходимо для нормальной работы каскада. Для периода времени, когда $u_{б.з.} = U_{б.з.ап}$, на рис. 5.2а обозначена полярность напряжений. Из рис. 5.2а видно, что пока на базе транзистора действует запирающее напряжение, его коллекторный переход также закрыт напряжением $u_{к.б.} = U_{б.з.ап} + u_d$. Напряжение на демпферном диоде $u_d = E + u_0$ приложено в обратном направлении и максимально при $t = T_{с.о.}/2$, когда $u_d = E + U$.

В конце обратного хода за счет колебательного процесса напряжение на отклоняющих катушках становится равным нулю, т. е. $u_c = 0$ (рис. 5.2в). В этот момент времени демпферный диод заперт напряжением $u_d = E$, а коллекторный переход транзистора заперт напряжением $u_{к.б.} = U_{б.з.ап} + E$. Продолжающийся колебательный процесс в контуре L_c вызывает изменение полярности напряжения u_0 (на рис. 5.2а отмечено пунктиром). Когда оно достигнет значения $-E$, $u_d = 0$ (рис. 5.2г), и в этот момент переход коллектор — база закрыт напряжением $u_{к.б.} = U_{б.з.ап}$. Демпферный диод в этот момент отпирается и шунтирует колебательный контур (поэтому он и называется демпферным). В результате срывается колебательный процесс. За счет энергии, запасенной в индуктивности катушек L_0 , и благодаря открытому состоянию диода по цепи начинает протекать линейно изменяющийся ток (рис. 5.2д). Ток через диод соответствует осциллограмме рис. 5.2е.

Когда диод открывается, напряжение u_d на нем изменяет знак (см. пиктир на рис. 5.2а), и к переходу коллектор — база прикладывается напряжение $u_{к.б.} = U_{б.з.ап} - u_d$. В реальных схемах вследствие малого падения напряжения на открытом демпферном диоде всегда выполняется неравенство $U_{б.з.ап} > U_{д.макс}$, и коллекторный переход транзистора остается закрытым. Поэтому весь ток i_0 протекает через диод. После запирающего импульса $U_{б.з.ап}$ на базу транзистора поступает отпирающий скачок напряжения (см. рис. 5.2б). В этот момент его коллекторный переход открывается напряжением $u_{к.б.} = U_{б.з.отп} + u_d$. Однако, будучи открытым, транзистор находится в инверсном состоянии, так как ток i_0 в его коллекторной цепи из-за действия индуктивности протекает в противоположную сторону относительно нормального режима транзистора. Поскольку управляющий трансформатор обеспечивает в базовой цепи режим генератора тока I_0 , то в этом режиме работы транзистора через его коллекторный переход ответвляется часть тока i_c , равная I_0 . На эту величину при открывании перехода коллектор — база скачком уменьшается ток диода (см. рис. 5.2е). Осциллограмма коллекторного тока транзистора показана на рис. 5.2ж.

Спадающий из-за возврата энергии, запасенной в индуктивности L_0 в источник питания E отклоняющий ток i_0 , в середине прямого хода достигает нуля. Вблизи этого момента времени спадает ток диода i_d до нуля, и диод запирается. Вследствие изменения направления тока i_0 после перехода через нуль открытый по базе транзистор переходит из инверсного в нормальный режим и обеспечивает формирование отклоняющего тока второй половины прямого хода. Теперь через открытый транзистор к L_c приложено напряжение E , и согласно рис. 5.1а в катушках протекает нарастающий ток. Он достигает максимума I в конце прямого хода (см. рис. 5.2д, ж). В этот момент времени транзистор запирается напряжением $u_{б.з.}$ (см. рис. 5.2б), и цикл формирования тока повторяется. Из рассмотрения принципа работы каскада рис. 5.2а видно, что совместное действие транзистора и демпферного диода обеспечивает двустороннюю проводимость и нужную форму отклоняющего тока. В начале прямого хода ток пропускает только диод, затем до середины прямого хода — совместно диод и транзистор в инверсном режиме и во второй половине — только транзистор. Из рис. 5.2 следует также, что для нормальной работы каскада необходимо выполнение неравенства $T_{с.о.} < T_{з.ап} < T_{с.о.} + T_{с.п}/2$.

Технические характеристики ГСР, предназначенного для создания отклоняющего тока определенной частоты, во многом зависят от параметров применяемых кинескопа и отклоняющей системы. От режима работы кинескопа (высокого напряжения на втором аноде), максимального угла отклонения по горизонтали, диаметра его горловины, эффективности отклоняющей системы зависит необходимая амплитуда отклоняющего тока I . При выбранной отклоняющей системе (L_c и R_c заданы) ее добиваются подбором напряжения источника пи-

тания E . Если задано напряжение питания, то необходимая амплитуда тока I может быть получена применением отклоняющей системы с требуемой индуктивностью строчных катушек. В современных портативных телевизорах напряжение питания E выходного каскада ГСР может составлять от 5 до 150 В, а индуктивности строчных катушек лежать в пределах 0,1—5,0 мГ. При этом амплитуда отклоняющего тока может достигать 1,0—5,0 А. Как отмечалось, импульсы напряжения, возникающие на катушках во время обратного хода, в 8—10 раз превышают напряжение питания, т. е. их амплитуда может достигать 50—1500 В. Необходимость обеспечения таких значений тока и напряжения накладывает высокие требования на параметры активных элементов выходного каскада ГСР — транзистора и демпферного диода. В ГСР современных портативных телевизоров применяются высокочастотные кремниевые и германиевые мощные транзисторы и диоды, способные выдерживать указанные значения напряжений и токов. Помимо этих параметров, транзистор и диод выходного каскада должны быть достаточно быстродействующими и иметь малое сопротивление в открытом состоянии. Это необходимо для снижения мощности, потребляемой выходным каскадом. С этой точки зрения целесообразно также применять транзисторы с возможно большим коэффициентом усиления по току. Из-за потерь выходные каскады современных ГСР потребляют от источника питания ток от 0,1 до 2 А, что составляет примерно 50—70% мощности, потребляемой всем телевизором. В связи с этим разработчики телевизоров уделяют большое внимание повышению экономичности ГСР, что особенно важно для портативных моделей.

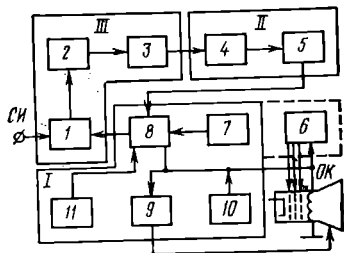


Рис. 5.3. Структурная схема генератора строчной развертки

Структурная схема. Генераторы строчной развертки портативных телевизоров, как бы они не отличались между собой по принципиальному выполнению, содержат четыре основных элемента (блоки 1, 3, 4, 5, 8 на рис. 5.3): выходной каскад 8, обеспечивающий пилообразный ток в отклоняющих катушках; задающий генератор 2, определяющий частоту строчной развертки; промежуточный усилитель 3, 5, формирующий необходимый управляющий сигнал для выходного каскада; схему инерционной синхронизации — устройство автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧФ) 1, обеспечивающее устойчивую синхронизацию и помехозащищенность задающего генератора. В различных моделях, в зависимости от их назначения, размеров изображения, особенностей устройств питания и параметров кинескопа схема может в некоторой степени видоизменяться. Многообразие вариантов схем ГСР портативных телевизоров определяется в основном стремлением найти компромиссное решение, удовлетворяющее двум противоречивым требованиям. Одно из них состоит в том, что выходной каскад, работая в режиме переключения больших мощностей, требует довольно мощного управляющего сигнала. Другое связано с требованием высокого качества синхронизации задающего генератора. Иными словами, приемлемая ширина полосы синхронизации, обеспечиваемая системой АПЧФ, возможна только при маломощном задающем генераторе. Следовательно, чтобы удовлетворить этим требованиям, необходимо использовать маломощный задающий генератор. А чтобы получить управляющий сигнал для выходного каскада необходимой мощности, приходится между задающим генератором и выходным каскадом включать промежуточный усилитель мощности. В зависимости от величины выходной мощности промежуточный усилитель может содержать один или два каскада (буферный 4 и предвыходной 5 на рис. 5.3).

Иногда рассматриваемое противоречивое требование выполняется несколько по-иному. Используются задающие генераторы сравнительно большой мощности, но при этом, чтобы обеспечить необходимую ширину полосы синхронизации, между схемой АПЧФ и задающим генератором включается усилитель постоянного тока (блок 2 на рис. 5.3). В таких схемах, как правило, достаточно одного каскада промежуточного усилителя. Нередко в высококачественных схе-

мах ГСР одновременно используют и многокаскадный промежуточный усилитель и согласующий усилитель постоянного тока.

Поскольку на нагрузке выходного каскада генератора, как уже отмечалось, существуют довольно большие по амплитуде импульсы напряжения, а максимальный ток луча современных кинескопов сравнительно небольшой (30—150 мкА), то вполне целесообразно с помощью строчного трансформатора повысить импульсное напряжение выходного каскада и затем, выпрямляя его, получить необходимое высокое напряжение для питания второго анода кинескопа. По этому принципу в настоящее время строятся ГСР всех телевизоров. При правильном конструировании высоковольтного блока (9 на рис. 5.3), состоящего из строчного трансформатора и высоковольтного выпрямителя, не нарушается основная функция выходного каскада — получение пилообразного отклоняющего тока. Но чтобы обеспечить такой режим, разработчикам портативных телевизоров приходится решать ряд новых специфических проблем.

Наряду с основными функциями, получением отклоняющего тока и высокого напряжения, ГСР портативного телевизора выполняет ряд дополнительных функций. Он, как рассматривалось в гл. 3, обеспечивает питающие напряжения для ускоряющего и фокусирующего электродов кинескопа, управляющие импульсы напряжения для ключевой схемы автоматической регулировки усиления тракта изображения, гашение обратного хода строчной развертки, напряжение питания выходного каскада видеоусилителя. Эти функции на рис. 5.3 выполняются блоком 6, который соответствует блоку того же номера на рис. 3.1.

Помимо рассмотренных блоков, в ГСР современных портативных телевизоров применяются также: устройство питания выходного каскада 7, которое может представлять собой устройство вольтодобавки, стабилизатор или преобразователь напряжения; устройство коррекции линейности изображения по горизонтали 10; устройство защиты транзистора выходного каскада 11. Все функциональные элементы структурной схемы рис. 5.3 объединены в три комплексных блока в соответствии с их назначением. В выходной блок 1 входят элементы 6—11, связанные с выходным каскадом ГСР. Блок промежуточных усилителей 11 образует буферный 4 и предвыходной 5 каскады. В состав блока 111 входят устройство инерционной синхронизации 1, усилитель постоянного тока 2 и задающий генератор 3. Далее в соответствующих разделах данной главы рассмотрим особенности каждого из трех комплексных блоков ГСР.

5.2. Выходной блок ГСР

Особенности построения выходного каскада. Практически во всех ГСР портативных телевизоров питание выходного каскада, работающего по принципу симметричного ключа (см. рис. 5.2), осуществляется параллельным способом с помощью дросселя. При этом отклоняющие катушки подключаются к транзистору каскада через разделительный конденсатор. Основные варианты построения выходного каскада с использованием этого способа питания приведены на рис. 5.4. Питание транзистора по постоянному току в них осуществляется с помощью дросселя. Для этого используется дроссель с индуктивностью L_d , во много раз (обычно в 5—10) превышающей индуктивность L_c строчных отклоняющих катушек. Благодаря подключению катушек через разделительный конденсатор C_2 в них устраняется постоянная составляющая тока, что способствует снижению потерь в катушках и устраняет децентровку раstra по горизонтали. С целью снижения внутреннего сопротивления источника питания E к верхнему выводу дросселя обычно подключается электролитический конденсатор большой емкости, сопротивление которого мало на строчной частоте. Конденсатор C_1 согласно рис. 5.1а и 5.2а выполняет роль емкости обратного хода. Емкость этого конденсатора подбирают так, чтобы длительность половины периода колебаний в контуре $L_c C_1$ равнялась длительности обратного хода строчной развертки.

Наиболее распространенной является схема каскада, показанная на рис. 5.4а, в которой отклоняющие катушки подключены к коллектору входного транзистора. Применяется также каскад с автотрансформаторным подключением катушек (рис. 5.4б). В этой схеме к катушкам прикладывается напряжение большее, чем на коллекторе транзистора, что позволяет получить большую амплитуду отклоняющего тока по сравнению с каскадом рис. 5.4а. Однако из-за проте-

кания отклоняющего тока по части витков дросселя возрастают потери в каскаде. Более экономичным способом получения отклоняющего тока повышенной амплитуды по сравнению с каскадом рис. 5.4а является способ вольтодобавки, реализованный в каскаде рис. 5.4в. К отводу 2 дросселя подключен диод D_2 , через который производится питание транзистора от источника E . К выводу 1

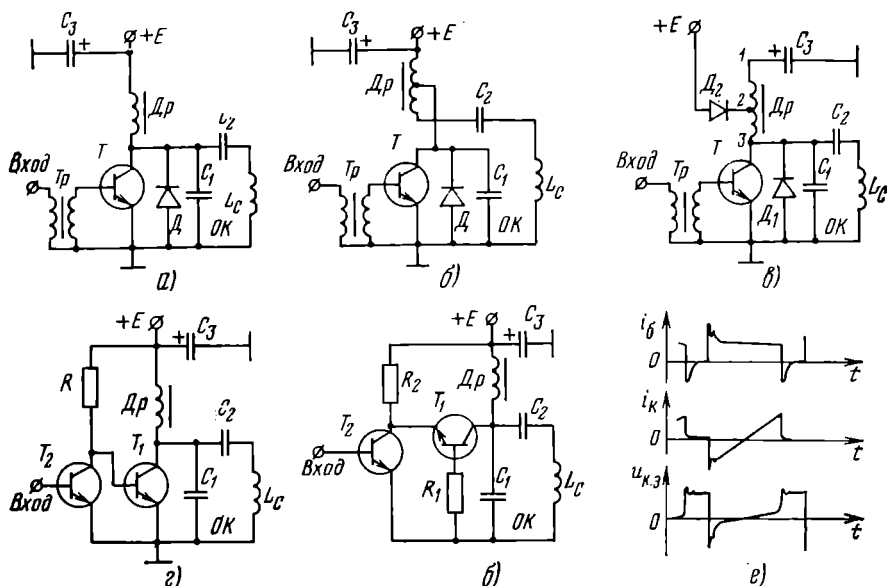
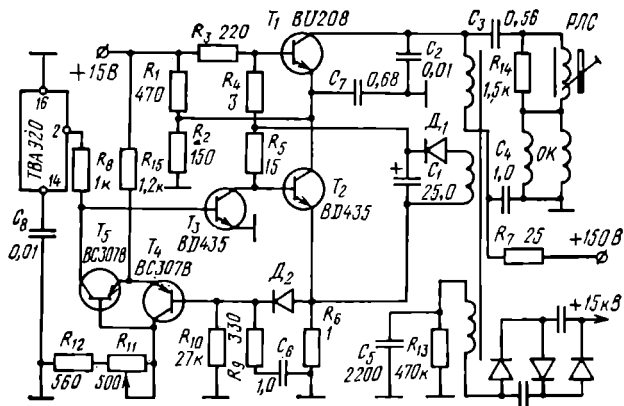


Рис. 5.4. Схемы выходных каскадов: а — дроссельная с трансформаторным входом; б — дроссельная с автотрансформаторным подключением катушек; в — дроссельная с вольтодобавкой; г — дроссельная с бестрансформаторным входом; д — с бестрансформаторным входом и включением транзистора по схеме с общей базой; е — осциллограммы в последней схеме

дросселя подключен конденсатор вольтодобавки C_3 . Во время обратного хода импульсы напряжения, имеющие место на выводах 1, 2, через диод D_2 и источник E заряжают конденсатор C_3 до напряжения, значение которого зависит от амплитуды импульсов на выводах 1, 2. Во время прямого хода это напряжение вольтодобавки складывается с E , повышая напряжение питания выходного каскада. Во всех трех рассмотренных каскадах управление осуществляется с помощью трансформатора. В некоторых современных телевизорах применяется бестрансформаторный способ подачи управляющих импульсов (рис. 5.4г). Исключение из схемы входного трансформатора весьма благоприятно для портативных телевизоров, особенно с точки зрения их интеграции. Бестрансформаторный способ управления выходным каскадом позволяет обойтись без демпферного диода, так как его роль в этом случае выполняет переход коллектор — эмиттер транзистора T_2 предвыходного каскада.

Фирма «Siemens» для своих телевизоров разработала выходной каскад ГСР, в котором транзистор включен по схеме с общей базой (рис. 5.4д). Такой каскад так же, как и на рис. 5.4г, не требует входного трансформатора и демпферного диода. Прямоугольные управляющие импульсы поступают на эмиттер транзистора T_1 непосредственно с коллектора транзистора T_2 предвыходного каскада. Под действием этих импульсов транзистор T_1 запирается на время обратного хода. Во время прямого хода через базу T_1 протекает ток, достаточный для его ввода в режим насыщения. Форма импульсов тока базы i_b транзистора T_1 иллюстрируется первой осциллограммой рис. 5.4е. Отклоняющий ток первой половины прямого хода свободно проходит через переход коллектор — база T_1 , который в это время выполняет роль демпферного диода. Осцилло-

Практическая схема такого каскада показана на рис. 5.5. Выходной каскад выполнен на высоковольтном транзисторе T_1 типа ВU208, рассчитанном на следующие значения напряжений и токов: $U_{\pi}=1500$ В, $I_{\pi}=7,5$ А, $U_6=5$ В, $I_6=-2,5$ А. Двухкаскадный промежуточный усилитель выполнен на обычных низковольтных транзисторах T_2 , T_3 , включенных по схеме с общим эмиттером. На вход промежуточного усилителя (базу транзистора T_3) поступают от задающего генератора положительные прямоугольные импульсы длительностью 18 мкс



н амплитудой 12 В. После усиления они поступают на эмиттер транзистора T_1 и запирают его на время обратного хода. Для нормальной работы транзистора T_1 необходимо, чтобы во время обратного хода на переходе база—эмиттер было запирающее смещение, равное примерно 4 В. При большем напряжении может быть пробит переход база—эмиттер. Если же смещение меньше 4 В, то транзистор может оказаться не закрытым при максимальной величине импульсов напряжения на коллекторе, достигающей 1200 В. Необходимое напряжение смещения обеспечивается выпрямителем на диоде D_1 и конденсаторе C_1 . Он выпрямляет положительные импульсы обратного хода, снимаемые со специальной обмотки строчного трансформатора так, что на конденсаторе C_1 имеется постоянное напряжение, примерно равное 5 В. Это напряжение подается на базу T_1 . На его эмиттер с делителя R_1, R_2 подается напряжение порядка 9 В. В результате между базой и эмиттером T_1 действует необходимое напряжение смещения, равное 4 В. На транзисторах T_4, T_5 выполнена схема защиты выходного каскада. О ее работе будет сказано ниже в соответствующем параграфе.

110

надежный режим насыщения, что необходимо для получения высокой линейности отклонения. Улучшая режим управления во время прямого хода, цепь с диодом D_1 вызывает увеличение времени выключения транзистора T_3 , что нежелательно, так как приводит к повышению потерь. Уменьшить время выключения до 0,6 мкс позволяет цепь D_2, R_5, C_1 , включенная в эмиттерную цепь транзистора T_3 . Благодаря ее действию форсируется режим выключения.

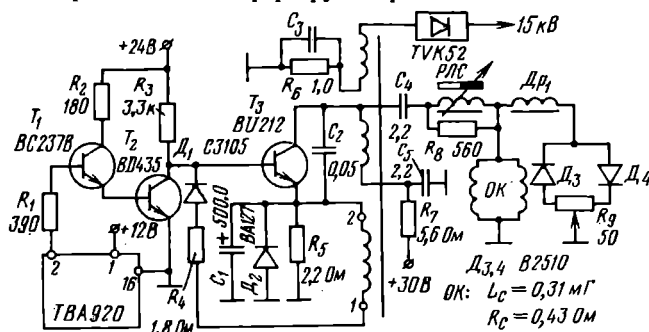


Рис. 5.6. Практическая схема ГСР с выходным каскадом, соответствующим рис. 5.4а

В выходных каскадах рассмотренных схем ГСР (см. рис. 5.5 и 5.6) отсутствуют согласующие трансформаторы и демпферные диоды. Выходной каскад может быть также построен по обычной схеме с демпферным диодом

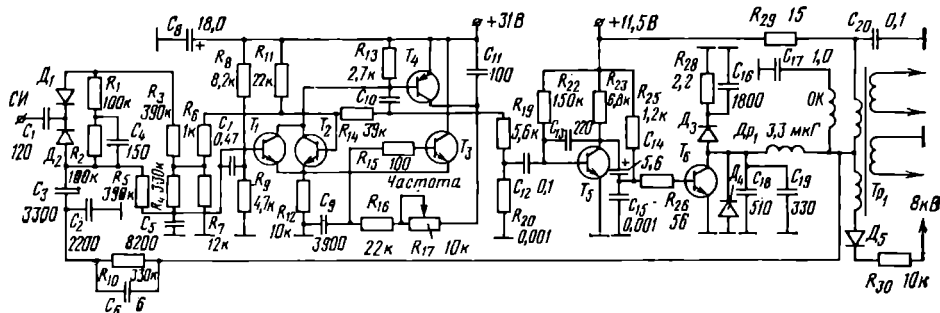
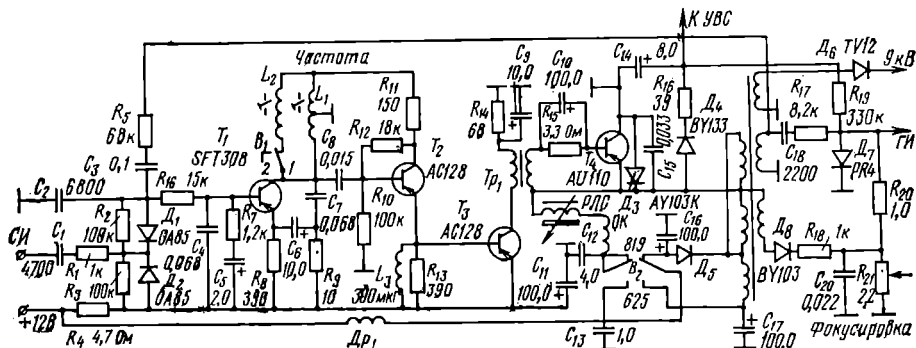


Рис. 5.7. Принципиальная схема генератора строчной развертки телевизора KCS191

(рис. 5.4а), но управляться по бестрансформаторной схеме. Такой каскад применен в ГСР, схема которого приведена на рис. 5.7. Запирающие импульсы отрицательной полярности на базу выходного транзистора T_6 поступают через разделительный конденсатор C_{14} с коллектора транзистора T_5 предыдущего каскада. В остальном выходной каскад соответствует рис. 5.4а. Цепь D_3, R_{28}, C_{18} служит для ограничения импульсов обратного хода в случае превышения их амплитуды допустимого уровня, устанавливаемого этой цепью.

Выходные каскады ГСР многостандартных портативных телевизоров не имеют принципиальных особенностей в смысле формирования отклоняющего тока. Особенности их построения связаны с необходимостью обеспечения нужных параметров отклонения (размера и линейности изображения по горизонтали) и режимов работы кинескопа при переключении частоты развертки. Наибольшие трудности возникают при разработке ГСР, предназначенных для телевизоров, которые могут работать в режиме стандарта с разложением кадра на 625 и 819 строк. Частоты строчной развертки для этих стандартов существенно различаются и составляют соответственно 15,625 и 20,475 кГц. Если не принять соответствующих мер, то при переходе выходного каскада с работы на частоте

15,625 кГц на режим с частотой 20,475 кГц, что соответствует уменьшению длительности прямого хода развертки с 64 мкс до 48,8 мкс, размах отклоняющего тока уменьшится в $64/48,8 \approx 1,3$ раза; это, естественно, приведет к уменьшению размера изображения по горизонтали. Однако практически размер уменьшится менее чем в 1,3 раза, так как при снижении длительности прямого хода падает амплитуда импульсов на нагрузке выходного каскада и, следовательно, значение высокого напряжения.



напряжения достигается включением вольтодобавки. Так сделано в ГСР, схема которого показана на рис. 5.8. В нижнем положении переключателя B_2 на выходной каскад подается напряжение питания $+12$ В. При этом последовательно с отклоняющими катушками включены параллельные соединенные конденсаторы C_{12} , C_{13} , суммарная емкость которых составляет 5 мкФ. Такая емкость необходима для S-образной коррекции отклоняющего тока, что обеспечивает достаточную линейность изображения по горизонтали на сравнительно плоском экране кинескопа. В этом положении переключателя B_2 ГСР работает на частоте 15,625 кГц. В верхнем положении переключателя напряжение $+12$ В подается на выходной каскад через диод вольтодобавки D_5 (см. также рис. 5.4а). Благодаря заряду конденсатора вольтодобавки C_{17} напряжение питания выходного каскада повышается. Чтобы сохранить высокой линейность изображения в этом режиме отключается один конденсатор S-коррекции (C_{13}).

Высоковольтный блок. В состав высоковольтного блока современных портативных телевизоров (см. блок 9 на рис. 5.3) входят строчный трансформатор и высоковольтный выпрямитель. Кроме того, к высоковольтному блоку относят-

ся цепи, обеспечивающие режим питания электродов кинескопа низковольтными напряжениями (блок 6 на рис. 5.3). Поскольку особенности этих цепей были рассмотрены в гл. 3, то здесь сосредоточим внимание на двух первых элементах блока. Строчный трансформатор портативных телевизоров выполняет две функции: во-первых, он является элементом цепи питания транзистора выходного каскада ГСР и, во-вторых, повышает импульсное напряжение для высоковольтного выпрямителя. Первую функцию выполняет первичная обмотка трансформатора, являясь дросселем питания, обеспечивающим путь для постоянной составляющей тока транзистора (см. рис. 5.4). Выполнение этой функции определяют параметры первичной обмотки. Индуктивность ее должна быть достаточно большой, чтобы свести к минимуму шунтирование отклоняющих катушек, по переменной составляющей подключенных параллельно первичной обмотке. Потери мощности в сердечнике строчного трансформатора обратно пропорциональны квадрату числа витков первичной обмотки [19]. Отмеченные положения требуют увеличения числа витков первичной обмотки трансформатора.

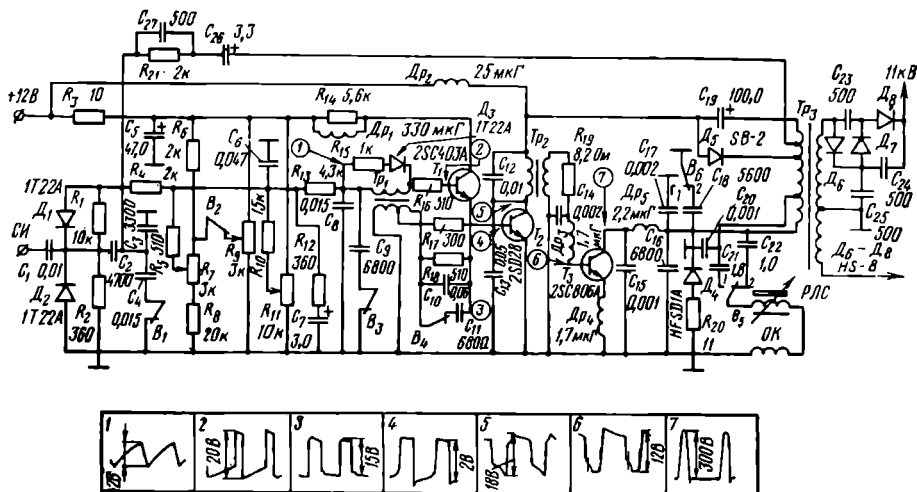


Рис. 5.9. Принципиальная схема генератора строчной развертки телевизора CVM-90UM

Вторую функцию строчного трансформатора выполняет его вторичная обмотка, содержащая довольно большое число витков. При конструировании строчных трансформаторов для портативных телевизоров разработчики стремятся получить необходимые индуктивности первичной обмотки и амплитуду импульсов на выходе вторичной обмотки при возможно меньших размерах ТВС и потерях в нем. В настоящее время существуют два подхода к конструированию строчных трансформаторов для портативных телевизоров. Один из них реализуется, когда в выходном каскаде применен сравнительно низковольтный транзистор, а другой — когда применен высоковольтный транзистор. При использовании низковольтного транзистора напряжение питания каскада обычно составляет 12 В и амплитуда импульсов на первичной обмотке ТВС не превышает 80—120 В. Высокое напряжение для питания второго анода современных кинескопов с алюминированными экранами, предназначенных для портативных телевизоров, лежит в пределах 5—15 кВ. Это означает, что при указанной амплитуде импульсов обратного хода на первичной обмотке коэффициент трансформации строчного трансформатора должен быть примерно 100. При таком коэффициенте трансформации число витков в высоковольтной обмотке строчного трансформатора настолько велико, что из-за больших значений ее паразитных параметров (индуктивности рассеяния и паразитной емкости) в трансформаторе проявляются резонансные свойства. Коэффициент трансформации его определя-

ется не только отношением числа витков обмоток, но и частотой настройки паразитных параметров высоковольтной обмотки. При конструировании ТВС стремятся получить максимальный резонансный коэффициент трансформации. Для этого, как правило, требуется снижение числа витков высоковольтной обмотки.

Одним из путей снижения числа витков высоковольтной обмотки является уменьшение числа витков первичной обмотки. Но как уже говорилось, при известных параметрах отклоняющей системы и сердечника строчного трансформатора число витков первичной обмотки, удовлетворяющее известному соотношению индуктивностей, является заданным. Следовательно, чтобы при заданной индуктивности первичной обмотки уменьшить число ее витков, надо улучшить магнитные свойства сердечника. Специально для портативных телевизоров разработаны высококачественные ферритовые сердечники с высокой магнитной проницаемостью ($\mu=2000-6000$).

При обычной для низковольтных выходных каскадов величине индуктивности строчных отклоняющих катушек порядка 100 мкГ и при использовании высококачественного сердечника необходимую индуктивность первичной обмотки в 1—2 мГ можно получить при 50—80 витках. Это говорит о том, что с учетом резонансной настройки высоковольтной обмотки число витков ее должно составлять 3000—5000. Однако при таком числе витков индуктивность рассеяния и паразитная емкость высоковольтной обмотки настолько велики, что практически не позволяют настроить систему на максимальный коэффициент трансформации.

Максимальный резонансный коэффициент трансформации получается при настройке высоковольтной обмотки на третью гармонику частоты обратного хода, т. е. приблизительно на 110 кГц. При резонансе на третьей гармонике ее колебания таким образом складываются с основными колебаниями обратного хода на первичной обмотке, что импульс обратного хода уменьшается по амплитуде. Это свойство настройки на третью гармонику используется для того, чтобы облегчить режим работы выходного транзистора по пробивному напряжению. Поэтому особенно большие преимущества настройка на третью гармонику дает при использовании в выходном каскаде генератора недостаточно высоковольтных транзисторов. При хорошей добротности резонансной системы удается за счет настройки на третью гармонику уменьшить амплитуду импульса обратного хода почти на 20%. Достоинством настройки на третью гармонику является также и то, что напряжение третьей гармоники в высоковольтной обмотке находится в противофазе с напряжением в первичной цепи. Благодаря этому импульс высоковольтного напряжения повышается на величину амплитуды напряжения третьей гармоники, что в конечном счете проявляется в увеличении резонансного коэффициента трансформации.

На практике оказывается, что даже при использовании рассмотренных выше способов снижения числа витков высоковольтной обмотки трудно настроить ее на третью гармонику из-за больших значений паразитных параметров. Наиболее радикальным способом, устраняющим эти недостатки, является применение в высоковольтном выпрямителе умножителей высокого напряжения. Суть их работы заключается в том, что необходимое высокое напряжение для питания кинескопа получается путем многократного умножения выпрямленного напряжения с помощью многозвенных выпрямительных цепочек. При этом необходимую величину переменного высокого напряжения на высоковольтной обмотке можно уменьшить приблизительно в число раз, равное кратности умножения, а значит, и количество витков высоковольтной обмотки можно уменьшить во столько же раз. В высоковольтном выпрямителе современных портативных телевизоров применяются умножители различной кратности. На рис. 5.10 показаны схемы двукратного и трехкратного умножения высокого напряжения. Такие выпрямители, как правило, применяются в ГСР с низковольтными выходными каскадами (см. рис. 5.9). Число витков высоковольтной обмотки строчного трансформатора при использовании таких выпрямителей удается снизить до 1000—2000, что позволяет уменьшить ее паразитные параметры до значений, обеспечивающих настройку на третью гармонику. Другое важное преимущество высоковольтного блока с умножением напряжения состоит в том, что компоновку его можно сделать более плотной и тем самым значительно уменьшить размеры. По этой причине в портативных телевизорах с небольшими размерами

экранов иногда используются высоковольтные выпрямители с пятикратной и более высокой степенью умножения. Например, в микротелевизоре TR-001 высоковольтный выпрямитель выполнен по схеме с семикратным умножением на одиннадцати полупроводниковых диодах.

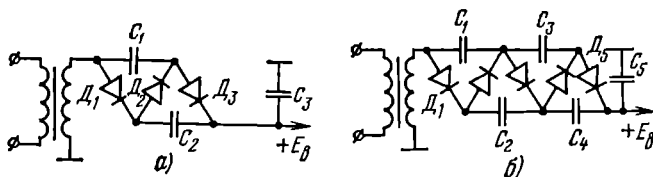


Рис. 5.10. Схемы удвоителя (а) и утроителя (б) высокого напряжения

Высоковольтные выпрямители современных портативных телевизоров преимущественно выполняются на высоковольтных кремниевых диодах, обладающих весьма малым прямым сопротивлением. В результате отпадает необходимость ограничивать кратность умножения. Поэтому высоковольтные выпрямители многих современных моделей телевизоров обеспечивают 5—7-кратное умножение напряжения. Это позволяет еще в большей степени снизить число витков высоковольтной обмотки и, следовательно, упростить конструкцию ТВС. Например, 7-кратный умножитель телевизора TR-001 создает выходное напряжение 5 кВ. При этом на высоковольтной обмотке ТВС требуются импульсы амплитудой 700 В. При питании выходного каскада напряжением +5 В с учетом вольтодобавки на первичной обмотке действуют импульсы амплитудой около 70 В. Поэтому требуется коэффициент трансформации всего 10. При 40 витках первичной обмотки вторичная содержит всего 400 витков. Небольшое число витков вторичной обмотки ТВС позволяет настроить ее на пятую гармонику частоты колебаний обратного хода, что способствует повышению стабильности высокого напряжения по сравнению с настройкой на третью гармонику. Такой способ настройки реализован в некоторых современных портативных телевизорах. Конструктивно высоковольтные выпрямители с умножением выполняются в виде герметичных блоков из электропрочной пластмассы. Например, выпрямитель типа TV K52 (см. рис. 5.6) содержит утроитель напряжения на пяти кремниевых диодах и пяти конденсаторах. Заливка выпрямителя электропрочной пластмассой позволяет уменьшить его размеры при сохранении высокой надежности.

одные выпрямители на одном кремниевом высоковольтном вентиле. Например, в схеме рис. 5.1 при $E=115$ В амплитуда импульсов обратного хода на первичной обмотке ТВС достигает 600 В. Они повышаются высоковольтной обмоткой до 8000 В и выпрямляются однополупериодным выпрямителем на диоде D_6 . Роль зарядной емкости выпрямителя выполняет собственная емкость кинескопа. Коэффициент трансформации ТВС рассматриваемой схемы равен всего 14, высоковольтная обмотка содержит около 700 витков.

Способы питания выходного каскада. В большинстве портативных телевизоров выходной каскад ГСР питается от централизованного стабилизатора, входящего в состав блока питания. При этом в цепь подачи напряжения питания на выходной каскад включается, как правило, RC или LC однозвенные фильтры, снижающие уровень пульсаций питающего напряжения. Емкость конденсатора этих фильтров выбирается возможно большей с целью снижения внутреннего сопротивления источника питания. В некоторых телевизорах, как отмечалось, применяется способ повышения питающего напряжения выходного каскада с помощью цепи вольтодобавки, образованной мощным диодом и конденса-

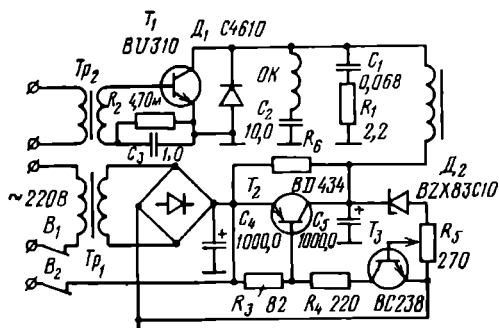


Рис. 5.11. Схема питания ГСР с отдельным стабилизатором

появления стабилитроном D_2 и в некоторых пределах может регулироваться потенциометром R_5 . Рассматриваемая схема используется как при питании от сети переменного тока, так и при питании от аккумуляторной батареи. Для этого в схеме предусмотрены два ключа: B_1 и B_2 .

С целью повышения экономичности устройств питания для портативных телевизоров разработаны новые схемы с эффектом накачки (рекуперация) энергии. Такие схемы объединяют в одном блоке устройство питания телевизора от сети переменного тока и выходной каскад ГСР. При этом используется энергия, запасенная в строчном трансформаторе путем накачки ее в цепь питания телевизора, что снижает бесполезные потери энергии и повышает экономичность питания. На рис. 5.12 изображена практическая схема питания с накачкой, применяющаяся в портативных телевизорах с размерами экрана 30—35 см. Она создает напряжение питания +18 В для выходного каскада ГСР на транзисторе T_1 и других цепей телевизора. Реализованный в ней способ питания имеет то существенное достоинство, что отпадает необходимость в таком громоздком, тяжелом и дорогостоящем узле, как силовой трансформатор.

При питании от батареи напряжением +12 В схема рис. 5.12 работает по методу вольтодобавки. Диод D_1 отпирается импульсами обратного хода, действующими на обмотке 0, 1 ТВС, в результате конденсатор C_6 заряжается до напряжения +5 В. Оно складывается с напряжением батареи +12 В, образуя напряжение питания каскада +18 В. При работе от сети напряжением 220 В положительные полуволны переменного напряжения выпрямляются однополупериодным выпрямителем, образованным диодом D_2 и последовательно соединенными конденсаторами C_2 , C_3 , представляющими собой емкостный делитель. С этого делителя постоянное напряжение через диод D_1 поступает на выходной каскад в качестве начального напряжения питания. По значению оно меньше 18 В, но его достаточно для приведения в действие выходного каскада. В ус-

тановившемся режиме диод D_1 заперт напряжением на конденсаторе C_6 , которое больше напряжения на конденсаторе C_2 . С обмотки 4, 5 ТВС на базу транзистора T_2 во время прямого хода поступают положительные импульсы, обеспечивающие режим транзистора T_2 , близкий к насыщению. При этом на выходной каскад T_1 через диод D_4 и обмотку 1, 3 ТВС поступает напряжение $+18$ В. Значение его регулируется потенциометром R_6 , изменяющим величину импульсов на базе транзистора T_2 . Во время прямого хода конденсатор C_6 разряжается, возвращая энергию, накопленную во время обратного хода.

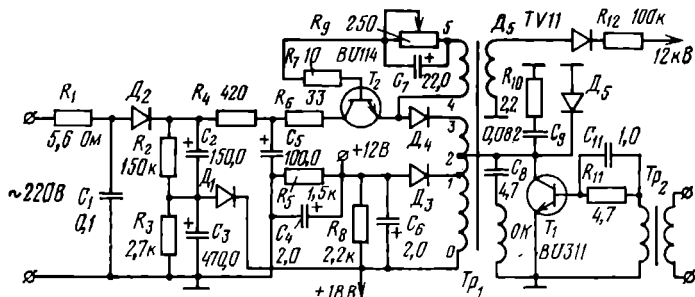


Рис. 5.12. Схема питания ГСР с накачкой

В ряде телевизоров применяется ключевая схема питания выходного каскада ГСР, также не требующая силового трансформатора. Такая схема, вырабатывающая питающее напряжение $+30$ В, приведена на рис. 5.13. В ней пол-

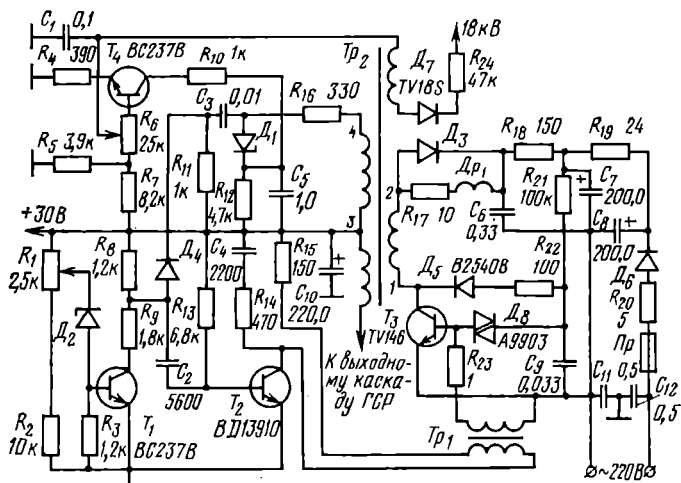


Рис. 5.13. Ключевая схема питания выходного каскада ГСР

ностью электрически изолированы цепи высокого переменного и низкого постоянного напряжений. На стороне цепей сетевого напряжения включен лишь переключающий транзистор T_3 . Выходной транзистор ГСР на схеме не показан. Переключающий транзистор T_3 управляется импульсами напряжения, поступающими на его базу через небольшой трансформатор Tr_1 . Транзистор T_3 включен последовательно в цепь первичной обмотки 1, 2 трансформатора Tr , на которую подается постоянное напряжение с сетевого выпрямителя D_6 , C_8 . Причем это напряжение подается на обмотку во время обратного хода, когда отпирается транзистор T_3 . Значение напряжения зависит от параметров управляющих

импульсов, поступающих через трансформатор Tr_1 . Управляющие импульсы формируются из импульсов обратного хода, присутствующих на обмотке 3, 4 ТВС. Эти импульсы частично ограничиваются стабилитроном D_1 , дифференцируются цепью R_{11} , C_3 и после диода D_4 имеют треугольную форму. Усиленные в каскаде на транзисторе T_2 , эти импульсы поступают на ключевой транзистор. Постоянное напряжение, подаваемое на диод D_4 с каскада на транзисторе T_1 , вызывает ограничение треугольных управляющих импульсов. Регулировка уровня ограничения потенциометром R_1 вызывает изменение длительности и фазы управляющих импульсов, что, в свою очередь, изменяет время работы ключевого транзистора T_3 . В результате любые изменения напряжения выходной цепи тут же компенсируются ключевым транзистором входной цепи, обеспечивая высокую стабильность питающего напряжения. Потенциометр R_1 используется для регулировки размера изображения по горизонтали. В схеме рис. 5.13 предусмотрена также регулировка напряжения питания при изменении тока луча кинескопа. Эту функцию выполняет транзистор T_4 , смещение на базе которого зависит от тока луча. При его изменении в процессе регулировки яркости изменяется уровень ограничения управляющих импульсов благодаря цепи R_{12} , C_5 . В результате этого при увеличении тока луча транзистор T_3 вызывает увеличение импульсов обратного хода и, следовательно, высокого напряжения. Режим запуска схемы обеспечивает интегрирующая цепь R_{21} , C_6 , которая, питаясь постоянным выпрямленным напряжением, создает начальный бросок напряжения.

Способы защиты транзистора выходного каскада. При рассмотрении принципа работы выходного каскада генератора строчной развертки было показано, что транзистор каскада работает в тяжелом режиме быстрого переключения больших токов при больших импульсных напряжениях. Нормальный режим транзистора обеспечивается в том случае, если при соответствующих запасах на значении его предельных параметров рабочая точка не выходит за пределы допустимой зоны, ограниченной характеристикой пробоя. Однако в результате различных неполадок и переходных процессов импульсные значения напряжения, тока и мощности на коллекторе выходного транзистора могут превысить его предельно допустимые значения. Причинами возникновения таких режимов могут быть следующие явления: ненормальная работа системы АПЧФ, срывы или уходы частоты задающего генератора, включение телевизора при питании от аккумулятора, искровой пробой в высоковольтных цепях, чрезмерные скачки напряжения питающей сети.

В моменты, когда транзистор выходит из нормального режима, в нем могут возникнуть необратимые процессы приводящие к его повреждению. Работа в режиме пробоя сама по себе не является губительной для транзистора. Однако при этом происходит рассеяние значительной мощности на небольшом участке перехода. Так как участок, по которому распространяется поток тепла, ограничен по площади на краях перехода, то тепловое сопротивление этого участка гораздо больше, чем всего объема перехода. Это приводит к интенсивному разогреву небольшого участка, значительному увеличению тока через него и в конечном счете к тепловому пробую.

Особенно опасными для выходного транзистора являются переходные процессы, вызванные искровыми пробоями в высоковольтных цепях телевизоров. Во многих случаях пробой в виде искрения происходит в электронном прожекторе кинескопа (между ускоряющим электродом и ближайшим к нему электродом с менее высоким потенциалом). Нередки также пробой с высоковольтного ввода кинескопа на шасси телевизора. Опасные последствия искрового пробоя в высоковольтной цепи могут проявляться двумя путями: либо пробой вызывает чрезмерное увеличение импульсного напряжения, либо коллекторного тока, что в конечном счете приводит к выводу транзистора из строя. Процесс возрастания тока через транзистор при искровых пробоях в высоковольтной цепи имеет лавинообразный характер.

Перегрузка выходного транзистора при искровых пробоях может быть частично или полностью устранена путем применения различного рода схем и устройств защиты. Чаще всего используется устройство динамической привязки пикового напряжения на коллекторе выходного транзистора. Это устройство представляет собой последовательное соединение диода и конденсатора, зашунтированного резистором (элементы D_3 , C_{16} , R_{28} на рис. 5.7), обеспечивающее эффективное подавление импульсов напряжения, превышающих заданный ею

уровень. Образующееся на конденсаторе постоянное напряжение может быть использовано для питания цепей кинескопа (например, ускоряющего электрода), выходного каскада УВС и других узлов. Следует отметить, что такая схема привязки эффективно работает только при кратковременных переходных процессах, возникающих, например, в АПЧФ, а также при включении телевизора или при некоторых видах пробоя в высоковольтных цепях. Диод в этой цепочке должен обладать достаточно малым временем записи и его выбирают таким образом, чтобы при значительном увеличении нагрузки он не подвергался бы заметному нагреванию; в противном случае этот диод может перегреться и вывести схему из строя.

Для ограничения потребляемой мощности при искровом пробое последовательно в цепь подачи высокого напряжения на кинескоп включают ограничительный резистор. Когда возникает искровой пробой, этот резистор, пересчитанный в первичную цепь, вносит сильное затухание в LC-контур, образованный паразитными параметрами высоковольтной цепи, и ограничивает пиковый ток. Следует, однако, иметь в виду, что применение ограничительного резистора приводит к некоторому ухудшению стабильности высокого напряжения.

В некоторых телевизорах применяются ограничители тока выходного каскада. Ограничитель тока обеспечивает защиту выходного транзистора при большинстве неисправностей в высоковольтных цепях. Ограничитель тока включают последовательно с источником питания или со строчным трансформатором. При последовательном включении с первичной обмоткой ТВС ограничитель должен производить ограничение тока на определенном уровне. На рис. 5.14 приведена схема ограничителя тока, собранного на транзисторе T_1 , способном выдерживать достаточную рассеиваемую мощность. В схему ограничителя введен также дополнительный транзистор T_2 , повышающий эффективность ограничителя. Если через резистор R_1 в цепи эмиттера T_1 проходит небольшой ток, то транзистор T_2 находится в запертом состоянии, а транзистор T_1 будет находиться в режиме насыщения за счет тока, протекающего в цепи базы, благодаря чему обеспечивается свободное прохождение тока через первичную обмотку ТВС. Такой режим соответствует нормальным условиям в выходном каскаде T_3 . Если из-за каких-либо неполадок в выходном каскаде ток в эмиттерной цепи транзистора T_1 возрастает выше определенного уровня, то это вызывает отпирание транзистора T_2 . При этом транзистор T_1 выходит из насыщения, что приводит к еще большему отпиранию транзистора T_2 . В результате регенеративного процесса ток транзистора T_1 падает, а напряжение на нем возрастает. Для защиты транзисторов T_1 и T_2 от интенсивных импульсов напряжения в схему включены диоды D_1 и D_2 .

Основной недостаток рассмотренного ограничителя тока состоит в том, что при нормальной работе выходного каскада ограничитель существенно ухудшает его энергетические характеристики, так как на нем рассеивается значительная мощность. С этой точки зрения лучшими характеристиками обладают схемы защиты, управляющие выходным транзистором по его входу. Такой способ реализован в ГСР, схема которого приведена на рис. 5.5. Схема защиты выполнена на двух транзисторах: T_4 , T_5 . Как видно из рис. 5.4б, е, во второй половине прямого хода через транзисторы T_1 и T_2 протекает пилообразный ток положительной полярности. При максимальном значении в нормальном режиме каскада он создает на резисторе R_6 напряжение, примерно равное +4 В. Это напряжение через диод D_2 подается на базу транзистора T_4 . С помощью потенциометра R_{11} устанавливается уровень срабатывания схемы защиты. Если из-за увеличения тока выходного каскада максимальное падение напряжения на R_6 превысит +5 В, то транзистор T_4 закроется. Это вызовет отпирание транзисторов T_5 и T_3 . Отпирание последнего вызывает запирающие транзистора выходного каскада T_1 , и ток его спадает практически до нуля. Постоянная времени цепи

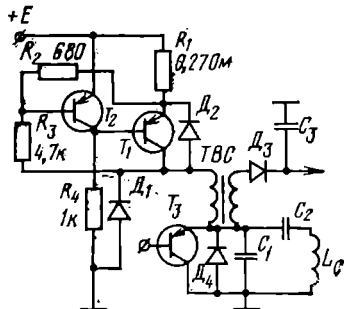


Рис. 5.14. Схема ограничителя тока выходного каскада

R_{10} , C_8 выбрана такой, чтобы достаточно медленный разряд конденсатора C_8 через резистор R_{10} поддерживал транзистор T_4 в закрытом состоянии период времени, больший длительности обратного хода. Рассмотренная схема защищает выходной каскад в следующих случаях: при неисправности кинескопа, замыкании витков в строчном трансформаторе, перегрузке из-за большого тока луча, повышении напряжения питания в момент включения и при неисправностях блока питания, при расстройке задающего генератора и неисправностях устройства синхронизации.

Способы обеспечения линейности строчной развертки. При нормальном режиме работы выходного каскада ГСР существуют две основные причины возникновения искажений линейности телевизионного изображения по горизонтали. Первая заключается в несовпадении центра кривизны экрана по горизонтали и центра отклонения электронного луча кинескопа. В современных малогабаритных кинескопах применяются сравнительно плоские экраны (с малой кривизной поверхности), в результате чего радиус кривизны экрана существенно больше радиуса отклонения. Это приводит к появлению симметричных искажений линейности, проявляющихся в растяжении изображения в левой и правой частях раstra.

Второй причиной нарушения линейности является присутствие активного сопротивления в цепи формирования отклоняющего тока, которое складывается из активного сопротивления отклоняющих катушек, сопротивления насыщения транзистора выходного каскада и прямого сопротивления демпферного диода, сопротивления, обусловленного потерями в сердечниках ТВС и отклоняющей системы и пр. Нарушение проявляется в том, что происходит искажение импульсов отклоняющего тока во время прямого хода развертки, а это, в свою очередь, приводит к растяжению изображения слева и сжатию справа раstra.

Симметричные искажения линейности имеют место при строго линейной форме импульсов отклоняющего тока во время прямого хода развертки и пренебрежимо малом сопротивлении в цепи отклонения. Для устранения таких искажений линейности необходимо симметрично исказить импульсы отклоняющего тока, придав им S-образную форму. В этом случае замедление скорости нарастания тока в начале и конце прямого хода компенсирует растяжение изображения. Наиболее простым и поэтому широко распространенным способом коррекции симметричных искажений линейности является включение разделительного конденсатора последовательно с отклоняющими катушками в выходном каскаде, питание которого осуществляется по параллельной схеме (см. рис. 5.4).

Если последовательный колебательный контур, образованный индуктивностью отклоняющих катушек и емкостью разделительного конденсатора, настроить таким образом, чтобы период его собственных колебаний был равен длительности прямого хода развертки, то ударно возбужденные колебания этого контура, накладываясь на пилообразные импульсы тока, могут обеспечить нужную S-коррекцию. Выбор оптимальной величины емкости конденсатора S-коррекции позволяет практически полностью исключить симметричные искажения. Для современных малогабаритных кинескопов оптимальное значение емкости разделительного конденсатора можно рассчитать по формуле

$$C_S = \frac{T_{с.п}^2}{8 L_c \operatorname{tg} \theta_0},$$

где θ_0 — максимальный угол отклонения луча от центра до края экрана по горизонтали.

К основному недостатку коррекции искажений линейности с помощью разделительного конденсатора следует отнести отсутствие возможности плавного регулирования степени коррекции. Регулировка возможна только подбором конденсаторов различной емкости.

Коррекция экспоненциальных искажений линейности изображения по горизонтали в большинстве портативных телевизоров производится с помощью магнитного регулятора линейности строк (РЛС) [20]. При экспоненциальном искажении отклоняющего тока скорость его нарастания максимальна в начале прямого хода развертки и постепенно снижается к концу прямого хода. Скорость же нарастания тока при прочих параметрах каскада обратно пропорциональна величине индуктивности отклоняющих катушек. Для снижения скорости нарастания

тания тока в начале прямого хода развертки последовательно с отклоняющими катушками включается магнитный РЛС, индуктивность которого зависит от значения и направления протекающего по его катушке тока. Причем индуктивность РЛС должна изменяться так, чтобы в начале прямого хода она была максимальна, убывая практически до нуля к концу прямого хода развертки. Требуемый характер зависимости индуктивности РЛС $L_{c.p}$ от величины отклоняющего тока i_c иллюстрируется графиком рис. 5.15а.

Один из простейших и наиболее распространенных вариантов РЛС содержит катушку, намотанную на ферромагнитный сердечник, вблизи которой располагается постоянный магнит (рис. 5.15б). Постоянный магнит оказывает подмагничивающее действие на катушку РЛС, зависящее от направления тока, протекающего через катушку. Во время прямого хода отклоняющий ток изменяет

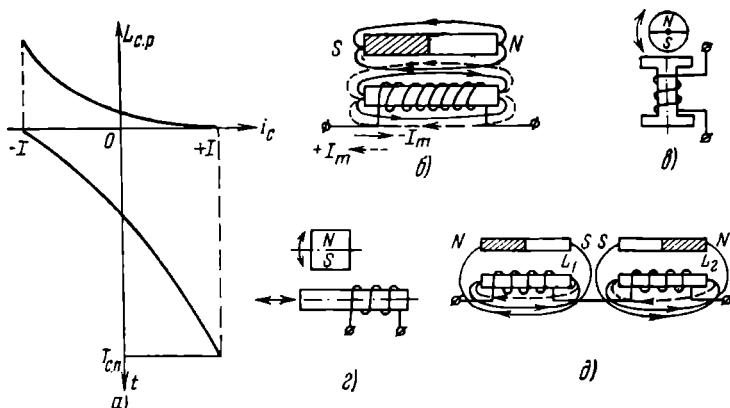


Рис. 5.15. Зависимость тока в отклоняющих катушках i_c от времени в индуктивности $L_{c.p}$ от тока (а) для регуляторов со стержневым магнитом (б); с дисковым магнитом (в); с возможностью регулировки размера (г); с двумя катушками (д)

направление согласно рис. 5.15а. В начале прямого хода $i_c = -I$. При таком направлении тока поле постоянного магнита должно быть противоположным направлению поля катушки РЛС (см. рис. 5.15б). В этом случае подмагничивающее действие магнита минимально и индуктивность катушки РЛС соответствует максимальному значению, что удовлетворяет требованию рис. 5.15а.

При изменении направления тока во второй половине прямого хода ($i_c = +I$) магнитные поля катушки и постоянного магнита складываются. Это приводит к усилению подмагничивающего действия и, следовательно, к снижению индуктивности катушки РЛС. Таким образом, рассмотренный регулятор обеспечивает необходимое изменение цепи отклонения, корректирующее растяжение левой части раstra, возникающее из-за экспоненциальных искажений линейности. Регулировка линейности производится перемещением магнита РЛС в направлении, перпендикулярном катушке.

Магнитный РЛС, работающий по рассмотренному принципу, практически имеет множество вариантов конструктивного выполнения. Например, как показано на рис. 5.15в, постоянный магнит РЛС выполнен в виде диска, вращением которого относительно своей оси регулируют линейность в левой части раstra. Иногда РЛС выполняется таким образом, что он, помимо регулировки линейности, обеспечивает регулировку размера раstra по горизонтали. Такой РЛС показан на рис. 5.15г. Конструкция этого РЛС, помимо поворота постоянного магнита, обеспечивает перемещение ферромагнитного сердечника внутри катушки, что используется для регулировки размера.

Общим недостатком рассмотренных магнитных РЛС является отсутствие возможности регулирования линейности изображения по всему полю телевизионного раstra. Наилучшей линейности, как правило, добиваются подбором емкости конденсатора коррекции симметричных искажений и выбором параметров магнитного РЛС, корректирующего искажения экспоненциального характера.

Возможности регулировки линейности с помощью такого устройства весьма ограничены, так как требуют подбора емкости конденсатора.

Устранить недостатки рассмотренного РЛС позволяет усовершенствованный регулятор, схема которого показана на рис. 5.15д. Он представляет собой две последовательно соединенные катушки индуктивности L_1 и L_2 — с постоянными магнитами [21]. Направление намотки катушек выбирается таким образом, что во второй половине прямого хода развертки поток, обусловленный намагничивающей силой первой катушки, складывается с потоком поля постоянного магнита, причем соответствующие потоки второй катушки в это время вычитаются. Вследствие этого сердечник катушки L_1 насыщается и слабо влияет на отклоняющий ток. Перемещение магнита второй катушки обеспечивает регулировку линейности в правой части раstra. При изменении направления отклоняющего тока насыщается сердечник катушки L_2 и регулировка линейности в левой части раstra осуществляется перемещением магнита первой катушки. Рассмотренный регулятор с двумя катушками позволяет практически независимо регулировать линейность изображения отдельно в левой и правой частях раstra. При этом одновременно корректируются как симметричные, так и экспоненциальные искажения.

В дополнение к действию регуляторов линейности с целью получения более высокой линейности изображения нужным образом обеспечивается режим работы выходного каскада и производится выбор активных элементов. С этой точки зрения важное значение имеет согласование работы демпферного диода и транзистора, поскольку согласно рис. 5.2 они по очереди участвуют в формировании отклоняющего тока. Из принципа работы выходного каскада следует, что для получения одинаковой линейности в левой и правой частях раstra проводимости диода и транзистора должны быть одинаковыми. С этой целью для выходного каскада ГСР специально подбираются в пару транзистор и диод, подпадающие по своим параметрам. С целью улучшения линейности иногда в качестве демпферного диода используется транзистор того же типа, что и в выходном каскаде, выводы эмиттера и базы которого соединены вместе. Для согласования параметров транзистора и демпферного диода иногда последовательно с последним включается резистор небольшого сопротивления (R_{20} на рис. 5.9).

Улучшить линейность можно, если обеспечить необходимую форму управляющих импульсов напряжения и тока. С этой целью в базовую и эмиттерную цепи выходного транзистора включают формирующие цепочки, обеспечивающие достаточно глубокий режим насыщения транзистора в конце прямого хода развертки.

5.3. Промежуточные усилители

Особенности построения промежуточных усилителей и требования к ним. Согласно структурной схеме рис. 5.3 промежуточные усилители образуют комплексный блок II, в состав которого в общем случае входят буферный и предвыходной каскады. Однако в зависимости от мощности выходного каскада ГСР и задающего генератора промежуточный усилитель может содержать один каскад. В некоторых маломощных ГСР портативных телевизоров с небольшими размерами экранов функции промежуточного усилителя выполняет мощный задающий генератор (рис. 5.16). В этом случае ГСР содержит всего два каскада: задающий генератор и выходной каскад, а отдельный промежуточный усилитель отсутствует. Как отмечалось, промежуточный усилитель портативных телевизоров должен обеспечить достаточно мощный управляющий сигнал для выходного каскада при возможно меньшей мощности задающего генератора. Диктуется это требованием высокого качества синхронизации. Таким образом, количество каскадов промежуточного усилителя, прежде всего, определяется соотношением мощностей выходного каскада и задающего генератора.

Для нормальной работы выходного каскада управляющий сигнал, сформированный промежуточным усилителем, должен иметь определенные параметры. Он должен представлять собой прямоугольные импульсы (см. рис. 5.2), обеспечивающие отпирание каскада во время прямого хода развертки и запирающие его на время обратного хода. Отсюда следует, что на управляющий электрод транзистора выходного каскада (базу или эмиттер) эти импульсы должны пос-

тупать без постоянной составляющей, чтобы иметь запирающую $U_{з\text{ап}}$ и отпирающую $U_{отп}$ части. При этом амплитуда управляющих импульсов должна быть такой, чтобы обеспечить надежное отпирание и запираание выходного каскада. В дальнейшем полярность управляющих импульсов определяется по полярности более короткой запирающей части. Имея это в виду, очевидно, что для каскада, выполненного на германиевом транзисторе $p-n-p$ -типа по схеме с общим эмиттером, на базу следует подать положительные управляющие импульсы. Если в таком же каскаде применен кремниевый транзистор $p-n-p$ -типа, то управляющие импульсы должны быть отрицательными.

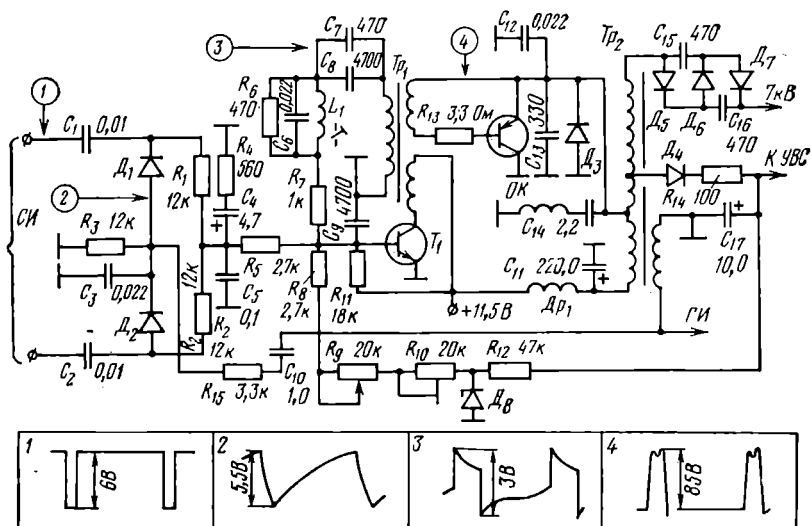


Рис. 5.16. Двухтранзисторная схема ГСП

Соотношение отпирающей и запирающей частей управляющих импульсов без постоянной составляющей зависит от их длительности (или скважности). Чем больше длительность запирающих импульсов, тем больше величина отпирающей части и меньше величина запирающей части. Эту особенность учитывают при построении промежуточных усилителей. При рассмотрении принципа работы выходного каскада ГСП сделан вывод, что длительность запирающих импульсов должна быть больше длительности обратного хода, по крайней мере, на время рассасывания, но при этом не превышать величины $T_{с.о.} + (T_{с.п.}/2)$. Это означает, что для отечественного телевизионного стандарта длительность запирающих импульсов $T_{з\text{ап}}$ может составлять 14—39 мкс. Однако на практике она берется не слишком большой, так как при увеличении $T_{з\text{ап}}$ возрастает потребляемая предвыходными каскадами мощность. Обычно $T_{з\text{ап}}$ составляет 18—25 мкс. Амплитуда и форма отпирающей части управляющих импульсов должна быть такой, чтобы обеспечить ток базы, соответствующий режиму насыщения выходного транзистора. При этом базовый ток в течение прямого хода по возможности должен быть постоянным. Глубина насыщения выходного транзистора не должна быть слишком большой. В противном случае затрудняется его выключение, а это приводит к увеличению времени выключения. Обычно кремниевые мощные транзисторы имеют сравнительно небольшой коэффициент усиления тока в режиме насыщения. Поэтому для получения импульса коллекторного тока необходимой амплитуды требуется довольно большой ток базы. Он может достигать 1 А. Мощные германиевые транзисторы обладают большим усилением, и поэтому ток базы, необходимый для обеспечения режима насыщения их, как правило, не превышает 0,3—0,5 А. Приведенные цифры характерны для ГСП портативных телевизоров с размерами экрана 20—40 см. Они

говорят о том, что промежуточные усилители ГСР этих телевизоров должны быть достаточно мощными.

С целью оптимизации режимов работы промежуточных усилителей, необходимой для получения заданной мощности управления при минимально возможных энергозатратах, применяются различные способы согласования буферного и предвыходного каскадов, а также промежуточного усилителя в целом с задающим генератором и выходным каскадом. Наиболее часто применяется согласование усилителя и его каскадов с помощью трансформаторов, так как этот способ обладает широкими возможностями оптимизации. В связи с тенденцией интеграции портативных телевизоров в последних моделях находят применение бестрансформаторные способы согласования.

Трансформаторные промежуточные усилители. Типовая схема двухкаскадного промежуточного усилителя с согласующими трансформаторами приведена на рис. 5.17а. В ней буферный каскад с предвыходным согласуется с помощью трансформатора Tr_1 , а предвыходной с выходным — с помощью Tr_2 . Транзисто-

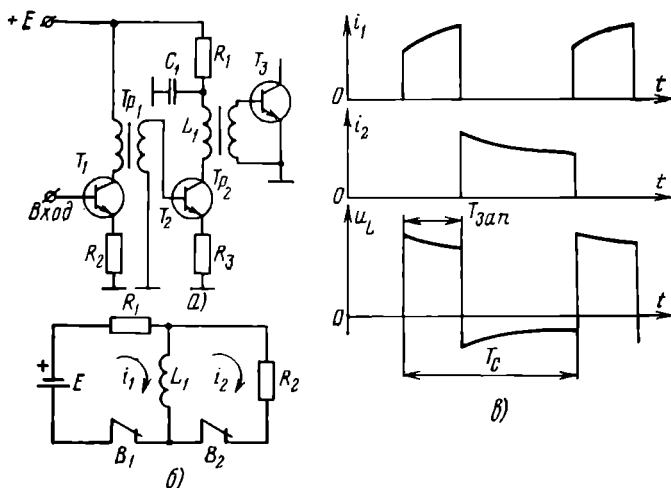


Рис. 5.17. Принципиальная схема двухкаскадного промежуточного усилителя (а), эквивалентная схема управляющей цепи (б) и осциллограммы напряжений и токов в ней (в)

ры выходного T_3 и предвыходного T_2 каскадов работают в противофазе, т. е. когда закрывается выходной транзистор, предвыходной открывается [22]. На рис. 5.17б, в представлены эквивалентная схема и осциллограммы напряжений и токов, поясняющие сущность противофазной работы выходного и предвыходного каскадов. На схеме рис. 5.17б ключ B_1 представляет транзистор T_2 , а ключ B_2 переход база — эмиттер транзистора T_3 . Сопротивление R_2 представляет собой пересчитанное к первичной обмотке транзистора Tr_2 входное сопротивление выходного каскада ГСР. Индуктивность L_1 представляет первичную обмотку согласующего трансформатора Tr_2 . На рис. 5.17в приведены осциллограммы токов i_1 , i_2 и напряжения U_L в индуктивности L_1 . Открытому состоянию транзистора T_2 соответствует замкнутое положение ключа B_1 на эквивалентной схеме рис. 5.17б. В это время ключ B_2 разомкнут. Затем, когда ключ B_1 размыкается, ключ B_2 замыкается.

Когда транзистор предвыходного каскада открыт, через него протекает ток и в индуктивности первичной обмотки L_1 согласующего трансформатора накапливается энергия. После того как откроется выходной транзистор, а предвыходной закроется, за счет накопленной энергии в базовую цепь выходного транзистора поступит ток, спадающий к концу прямого хода по экспоненциальному закону. Уровень базового тока в конце прямого хода должен обеспечить насыщение выходного транзистора. В противном случае к концу прямого хода будет

Допустимый перепад базового тока выходного транзистора обеспечивается выбором соответствующего значения индуктивности первичной обмотки согласующего трансформатора, которая должна быть по возможности большой. Увеличение ее требует увеличения размеров согласующего трансформатора, что весьма нежелательно для портативных телевизоров. Уменьшить в некоторой степени размеры согласующего трансформатора при сохранении достаточно большой индуктивности удастся за счет ферритовых сердечников с высокой магнитной проницаемостью. Коэффициент трансформации трансформатора, согласующего предвыходной и выходной каскады, зависит от типа выходного транзистора и лежит обычно в пределах 3—10. В связи с этим при использовании мощных кремниевых транзисторов ток, потребляемый предвыходным каскадом, может достигнуть довольно больших значений (20—300 мА). Поэтому в предвыходном каскаде приходится использовать также достаточно мощные транзисторы.

The circuit diagram shows a radio receiver with the following components and connections:

- Power Section:** A transformer with primary voltage $+12В$ and secondary voltages of 390V, 27kV, and 11kV. The secondary is connected to a bridge rectifier with diodes $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4$ and a filter capacitor $C_{19} = 11\mu F$. The output is $+300В$ STG 200АФ.
- Detector and AF Amplifier:** The signal enters through a variable capacitor (ВЧ) and a transformer with turns ratio 1:5. It is detected by diode Δ_1 and amplified by a triode $Т_1$ (KT315C) with a load of 1000Ω. The output is connected to a transformer with turns ratio 1:5.
- AF Amplifier and Detector:** The signal is amplified by a triode $Т_2$ (KT315C) with a load of 1000Ω. The output is connected to a transformer with turns ratio 1:5.
- Detector and AF Amplifier:** The signal is detected by diode Δ_2 and amplified by a triode $Т_3$ (KT315C) with a load of 1000Ω. The output is connected to a transformer with turns ratio 1:5.
- Detector and AF Amplifier:** The signal is detected by diode Δ_3 and amplified by a triode $Т_4$ (KT315C) with a load of 1000Ω. The output is connected to a transformer with turns ratio 1:5.
- Detector and AF Amplifier:** The signal is detected by diode Δ_4 and amplified by a triode $Т_5$ (KT315C) with a load of 1000Ω. The output is connected to a transformer with turns ratio 1:5.

The six oscilloscope waveforms at the bottom show the following signals:

- Waveform 1: A square wave with a peak-to-peak voltage of 5.5В.
- Waveform 2: A square wave with a peak-to-peak voltage of 5.5В.
- Waveform 3: A sine wave with a peak-to-peak voltage of 4.5В.
- Waveform 4: A square wave with a peak-to-peak voltage of 7.2В.
- Waveform 5: A square wave with a peak-to-peak voltage of 17В.
- Waveform 6: A square wave with a peak-to-peak voltage of 8.5В.

125 -

торых используется согласующий трансформатор между предвыходным и выходным каскадами, имеет однокаскадный промежуточный усилитель (см. рис. 5.8, 5.9, 5.18).

Бестрансформаторные промежуточные усилители применены в схемах ГСР, изображенных на рис. 5.5, 5.6, 5.7. Варианты таких усилителей отличаются построением цепей связи предвыходного и выходного каскадов. Применяется непосредственная связь и с помощью разделительного конденсатора. Последний вариант реализован в схеме рис. 5.7 (конденсатор C_{14}). При таком способе связи каскадов в выходную цепь обязательно включается демпферный диод (D_4). Цепь для постоянной составляющей тока базы транзистора T_6 образована резисторами R_{25} , R_{26} , через которые на базу подается напряжение смещения, определяющее соотношение между запирающей и отпирающей частями управляющих импульсов. Однокаскадный промежуточный усилитель выполнен в схеме рис. 5.7 на транзисторе T_5 и работает в ключевом режиме. Положительные импульсы на его базу поступают с делителя R_{19} , R_{20} задающего генератора через разделительный конденсатор C_{12} . Присутствие конденсатора C_{13} улучшает форму управляющих импульсов.

В ГСР с непосредственной связью предвыходного каскада с выходным (рис. 5.6), в котором транзистор T_3 включен по схеме с общим эмиттером, предвыходной каскад наряду с основной функцией управления выходным каскадом выполняет роль демпферного диода и пропускает отклоняющий ток только во время первой половины прямого хода. Промежуточный усилитель в ГСР рис. 5.6 выполнен по схеме составного транзистора на T_1 , T_2 . На вход его управляющие импульсы поступают с задающего генератора, который входит в состав ИС типа ТВА920.

В ГСР, схема которого приведена на рис. 5.5, также использована непосредственная связь предвыходного усилителя на транзисторах T_2 , T_3 с выходным каскадом, транзистор которого T_1 включен по схеме с общей базой. Положительные импульсы размахом 12 В и длительностью 18 мкс с задающего генератора ИС типа ТВА920 поступают на базу T_3 буферного каскада и отпирают его. Отрицательные импульсы на его коллекторе запирают транзистор T_2 предвыходного каскада. В результате на коллекторной нагрузке R_1 транзистора T_2 образуются положительные управляющие импульсы, которые, поступая на эмиттер выходного транзистора T_1 , запирают его на время обратного хода. В рассматриваемой схеме, так же как и в предыдущей, в выходном каскаде не используется демпферный диод. Однако здесь его роль выполняет не транзистор предвыходного каскада, а переход коллектор — база транзистора T_1 .

Формирующие цепи предназначены для получения необходимой формы импульсов управляющего напряжения и тока, обеспечивающей оптимальный режим работы выходного каскада. При управлении выходным каскадом необходимо выполнить два противоречивых требования. С одной стороны, надо создать надежный режим насыщения выходного транзистора в течение всей длительности прямого хода, а с другой стороны, надо обеспечить возможно более быстрое выключение транзистора. Известно, что чем больше глубина насыщения транзистора, т. е. чем больше концентрация неосновных носителей в его базе, тем больше время выключения транзистора. Формирующие цепи позволяют оптимизировать режим насыщения и сократить время выключения.

Рассмотренная выше трансформаторная цепь управления выходным каскадом (см. рис. 5.17) не обладает высокой эффективностью управления. Действительно, в периоды, соответствующие открытому состоянию транзистора выходного каскада, его входное сопротивление (R_2 на рис. 5.17б) мало и образует с внутренним сопротивлением источника управляющих импульсов (пересчитанное к вторичной цепи согласующего трансформатора выходное сопротивление предвыходного каскада) делитель, в значительной степени снижающий амплитуду управляющих импульсов. Увеличить эффективность цепи управления можно, если на базу выходного транзистора T_3 (рис. 5.17а) подать отпирающий потенциал от отдельного источника смещения. Однако этот метод не обеспечивает надежной работы выходного каскада, так как в случае пропадания управляющих импульсов транзистор T_3 остается открытым и большой ток, протекающий через него, может вывести выходной каскад из строя.

В практических схемах ГСР эффективность управляющей цепи повышают включением в базу выходного транзистора цепи автоматического смещения (R_{16} ,

C_{10} на рис. 5.8). Во время прямого хода развертки, когда транзистор T_4 выходного каскада открыт, ток базы заряжает конденсатор C_{10} . Напряжение на нем создает на базе дополнительное положительное смещение, которое вызывает уменьшение отпирающей части управляющих импульсов и увеличение их запирающей части. Подбором сопротивления резистора R_{15} можно добиться оптимального соотношения между величинами отпирающей и запирающей частей управляющих импульсов. Рассмотренная цепь эффективнее работает при достаточно большой длительности запирающих импульсов, когда величина отпирающей части импульсов управления сравнима с величиной запирающей части. В этом случае за счет увеличения сопротивления резистора R_{15} уменьшается постоянный отпирающий потенциал на базе, тем самым снижая глубину насыщения и уменьшая время выключения. При этом необходимо, чтобы транзистор не вышел из режима насыщения в конце прямого хода.

При рассмотрении работы трансформаторной цепи управления (см. рис. 5.17) видно, что ток базы выходного каскада спадает к концу прямого хода. Это может вывести транзистор выходного каскада из состояния насыщения. Чтобы исключить подобные явления, применяют меры по стабилизации базового тока. Для этого, например, создается отрицательная обратная связь за счет включения в эмиттерную цепь транзистора выходного каскада резистора небольшого сопротивления или дросселя (Dr_4 на рис. 5.9). Ускорению процесса выключения выходного транзистора способствует RC -цепочка, включенная в коллекторную (эмиттерную) цепь транзистора предвыходного каскада (R_{14} , C_9 на рис. 5.8). Эта цепочка создает выброс напряжения на переднем фронте запирающего импульса, форсирующий процесс рассасывания носителей в базе транзистора при его выключении. В схеме рис. 5.6 формирование управляющих импульсов производит цепь с диодами D_1 , D_2 . На выводе 1 обмотки 1, 2 строчного трансформатора действуют отрицательные импульсы обратного хода. Положительная их часть во время прямого хода подается через диод D_1 на базу T_3 и складывается с управляющими импульсами, поступающими с коллектора T_2 предвыходного каскада. Подбором резистора R_4 можно регулировать глубину насыщения. Цепь C_1 , R_5 , D_2 обеспечивает автоматическое повышение напряжения на эмиттере во время обратного хода, что способствует увеличению крутизны переднего фронта запирающего импульса и, следовательно, сокращению времени выключения.

5.4. Задающий генератор

Особенности построения. Задающий генератор строчной развертки является источником импульсов напряжения, которые, усиливаясь в промежуточном усилителе, управляют выходным каскадом. Основными требованиями, предъявляемыми к задающему генератору, являются высокие стабильность частоты и крутизна регулировочной характеристики, обеспечение необходимой полосы удержания и захвата системы инерционной синхронизации. В схемах ГСР портативных телевизоров в качестве задающих генераторов применяются блокинг-генераторы, мультивибраторы, синусоидальные генераторы, RC -генераторы с фазосдвигающими цепочками. Блокинг-генераторы преимущественно применялись в портативных телевизорах первого поколения. В современных телевизорах более широкое распространение получили мультивибраторы и синусоидальные генераторы. Первые весьма удобны для интерального исполнения, так как не содержат намоточных узлов. В настоящее время устранен основной недостаток мультивибраторов: относительная неустойчивость генерации импульсов высокой скважности. Этот недостаток в свое время препятствовал применению мультивибраторов в задающих генераторах строчной развертки.

Синусоидальный генератор обладает хорошими регулировочными характеристиками при достаточно высокой выходной мощности. Их применение позволяет обеспечить хорошее качество синхронизации и сократить количество промежуточных каскадов в ГСР или вообще обойтись без промежуточного усилителя. RC -генераторы с фазосдвигающими цепочками применяются сравнительно редко.

Блокинг-генераторы. В портативных телевизорах используются несколько вариантов блокинг-генераторов, отличающихся способами осуществления положительной обратной связи и согласования с нагрузкой. Положительная обрат-

ная связь, обеспечивающая режим самовозбуждения генератора, осуществляется с помощью трансформатора. Трансформатор может включаться как между коллектором и базой (см. рис. 5.16), так и между эмиттером и базой (см. рис. 5.9, 5.18). Оба способа включения трансформатора обладают как преимуществами, так и недостатками. Блокинг-генераторы с эмиттерно-базовой связью обладают лучшей стабильностью частоты, чем блокинг-генераторы с коллекторно-базовой связью, так как в них на режим самовозбуждения параметры транзисторов влияют в меньшей степени. Длительность импульсов, генерируемых блокинг-генератором, зависит в основном от индуктивности эмиттерной или коллекторной обмоток трансформатора. С целью уменьшения размеров блокинг-трансформаторов в качестве сердечников используются броневые и Ш-образные ферритовые сердечники с большой магнитной проницаемостью. Могут применяться устройства изменения зазора блокинг-трансформатора, что позволяет, изменяя индуктивность обмоток, менять длительность импульсов. Такое устройство дает возможность скомпенсировать разбросы параметров схемы и ферритовых сердечников.

По способу задания частоты колебаний задающего генератора используются в основном два варианта блокинг-генераторов. В одном из них частотнозадающая цепочка включена в базовую цепь транзистора, а в другом — в эмиттерную цепь (R_{11} , C_6 на рис. 5.18). Принцип действия этих блокинг-генераторов практически не отличается. Блокинг-генераторы, имеющие частотнозадающую цепочку в эмиттере, обладают тем важным преимуществом, что позволяют получить значительно большее входное сопротивление (до 100 кОм) по сравнению с блокинг-генераторами, частотнозадающая цепь которых включена в базовую цепь транзистора. Это преимущество особенно важно при согласовании задающего генератора с АПЧФ в схемах, где отсутствует согласующий усилитель постоянного тока.

По способу согласования блокинг-генератора с промежуточным усилителем различаются три варианта блокинг-генераторов: с трансформаторным согласованием (см. рис. 5.16); с автотрансформаторным согласованием (см. рис. 5.9); с непосредственным подключением промежуточного усилителя к коллектору или эмиттеру блокинг-генератора (см. рис. 5.18). В мощных блокинг-генераторах, работающих с согласующими каскадами схемы АПЧФ, используются коллекторно-базовая положительная связь и частотнозадающая цепочка, включенная в эмиттерную цепь.

В большинстве схем независимо от типа задающего генератора применяется метод стабилизации частоты путем включения стабилизирующего контура в базовую цепь транзистора (L_1 , C_6 на рис. 5.16 и 5.18). Частота настройки контура выбирается таким образом, чтобы период ударно возбужденных колебаний был равен длительности паузы (прямого хода) между импульсами блокинг-генератора. Эти колебания, накладываясь на напряжение разряда частотнозадающей емкости, повышают стабильность момента срабатывания блокинг-генератора. Во избежание скачкообразного изменения частоты, которое может произойти при большой добротности контура, он шунтируется резистором подходящего сопротивления.

Чтобы предохранить транзистор блокинг-генератора от довольно больших обратных выбросов напряжения, возникающих на обмотках трансформатора при переключении, одна из обмоток шунтируется диодом, резистором или последовательно соединенными резистором и диодом (D_3 , R_{15} на рис. 5.9).

Синусоидальные генераторы, применяемые в ГСР, различаются по построению схемы и принципу работы. В общем случае синусоидальный генератор должен содержать реактивный каскад, собственно генератор синусоидальных колебаний и формирователь прямоугольных импульсов. С точки зрения режимов работы различаются генераторы синусоидальных колебаний и синусоидальные блокинг-генераторы.

Синусоидальный генератор (рис. 5.19а) собран на транзисторе T_2 по схеме индуктивной трехточки. Цепь положительной обратной связи образована первичной обмоткой L_1 трансформатора Tr_1 и конденсатором C_4 . Частота колебаний генератора определяется частотой настройки контура L_1 , C_4 . Сигнал на промежуточный усилитель строчной развертки поступает с дополнительной обмотки трансформатора Tr_1 . Управление частотой колебаний генератора производится с помощью реактивного каскада на транзисторе T_1 . Реактивный каскад

работает как регулируемая емкость, подключенная к контуру синусоидального генератора. Эквивалентная емкость контура меняется при изменении постоянного напряжения АПЧиФ на базе транзистора T_1 . Резистор R_3 включен в эмиттерную цепь транзистора T_1 для повышения его входного сопротивления. Режим транзистора T_2 подбором сопротивлений резисторов R_4, R_5 задается так, что синусоидальные колебания ограничиваются за счет отсечки и насыщения кол-

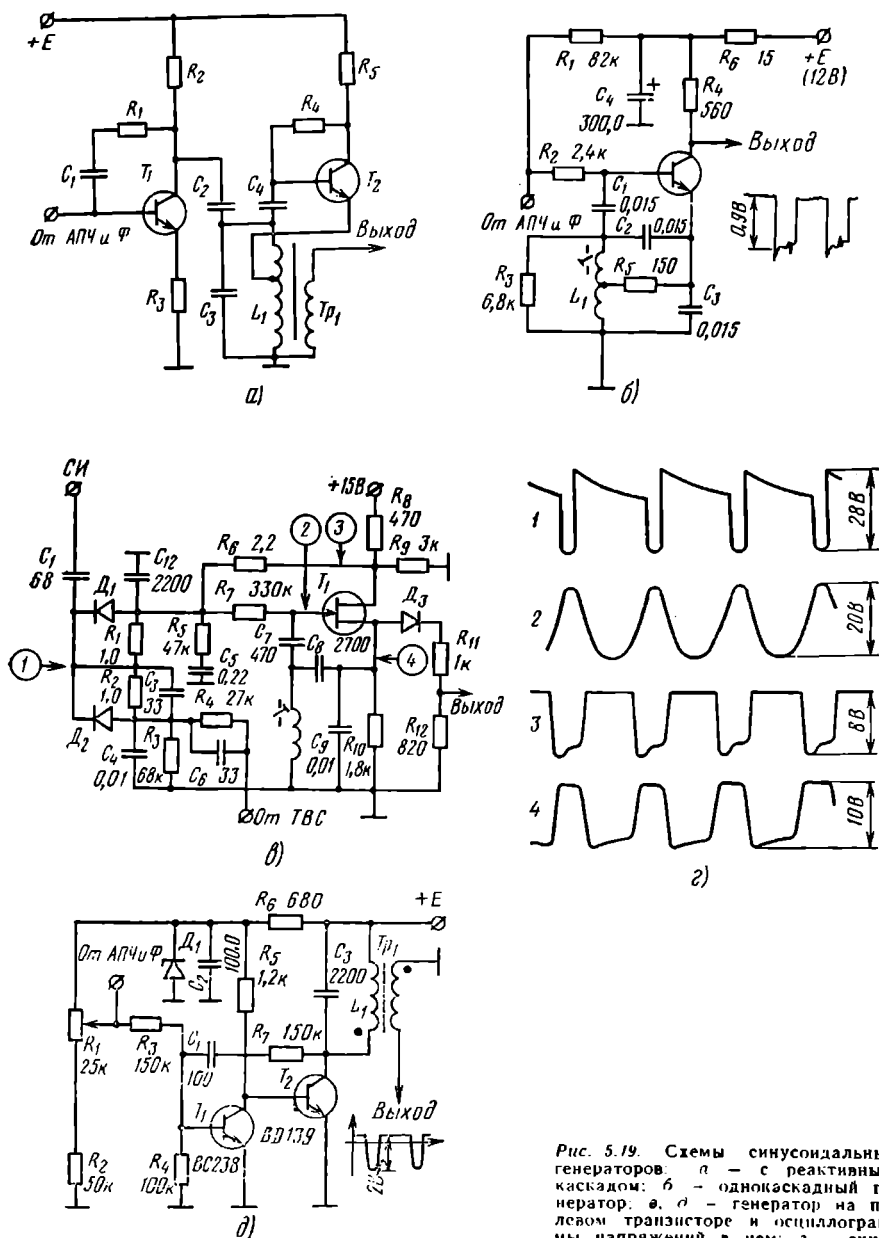


Рис. 5.19. Схемы синусоидальных генераторов: а — с реактивными каскадом; б — однокаскадный генератор; в, г — генератор на полупроводниковом транзисторе и осциллограммы напряжений в нем; 2 — синусоидальный блокинг-генератор

латорного тока. В результате на выходе генератора появляются импульсы напряжения, по форме близкие к прямоугольным. Таким образом, транзистор T_2 одновременно выполняет функции генератора и ограничителя.

В применяющихся схемах синусоидальных генераторов частота колебаний может перестраиваться как с помощью реактивного каскада, так и непосредственно с помощью постоянного напряжения. В однокаскадном синусоидальном генераторе (рис. 5.19б) напряжение АПЧиФ подается на базу транзистора. При этом отпадает необходимость в реактивном каскаде. Ручная регулировка частоты производится сердечником катушки индуктивности L_1 . Транзистор генератора работает в режиме ограничения и создает на коллекторе практически прямоугольные импульсы отрицательной полярности. Рассмотренные генераторы обладают тем достоинством, что их входное сопротивление довольно велико. Это облегчает согласование генератора с дискриминатором схемы АПЧиФ и позволяет расширить полосы удержания и захвата. Еще в большей степени повысить входное сопротивление задающего генератора удастся при использовании в нем полевого транзистора. На рис. 5.19в приведена схема синусоидального генератора на полевом транзисторе, которая по построению соответствует схеме рис. 5.19б. Осциллограммы, поясняющие принцип работы этого генератора, показаны на рис. 5.19г.

В некоторых последних моделях портативных телевизоров применяется задающий генератор строчной развертки на основе синусоидального блокинг-генератора (рис. 5.19д). В коллекторную цепь транзистора T_2 включен колебательный контур $L_1 C_3$, настроенный на частоту обратного хода. Когда транзистор T_2 закрывается с помощью транзистора T_1 , в контуре возбуждаются синусоидальные колебания. Благодаря связи коллектора T_2 с базой T_1 через цепочку C_1 , R_7 отрицательная полувольт колебаний закрывает транзистор T_1 и открывает T_2 , в результате колебания срываются. После этого через R_4 , R_7 и открытый транзистор T_2 начинает разряжаться конденсатор C_1 . В это время в L_1 накапливается энергия. Постоянная времени цепи разряда подбирается так, что напряжение на базе T_1 достигает потенциала отпирания за время, равное длительности прямого хода развертки. После отпирания T_1 транзистор T_2 запирается и в ударно возбуждаемом контуре вновь возникает синусоидальный импульс. Со вторичной обмотки трансформатора эти импульсы подаются непосредственно на выходной каскад. Их мощности достаточно для управления этим каскадом. Для перестройки частоты рассматриваемого генератора требуется весьма небольшая мощность. От схемы АПЧиФ требуется управляющий ток всего 80 мкА при выходном токе до 1,5 А. Стабилизация частоты обеспечивается с помощью стабилитрона D_1 . Трансформатор Tr_1 является повышающим. Первичная обмотка его содержит 30 витков провода диаметром 0,35 мм, а вторичная — 300 витков провода диаметром 0,2 мм.

Мультивибраторы при соответствующем их построении обеспечивают лучшие параметры синхронизации, чем блокинг-генераторы, и поэтому все чаще используются в портативных телевизорах. По схеме мультивибратора, как правило, выполняются задающие генераторы с интегральными микроузлами. На рис. 5.20а приведена схема мультивибратора, по которой собран интегральный

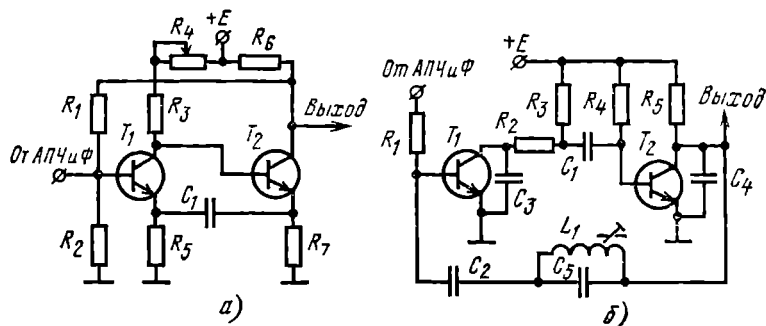


Рис. 5.20. Мультивибраторы с эмиттерной частотнозадающей емкостью (а) и с двумя коллекторно-базовыми емкостями (б)

задающий генератор в микротелевизоре TR-001. Мультивибратор содержит всего один конденсатор, связывающий эмиттерные цепи транзисторов. Потенциометр R_4 регулирует частоту прямоугольных импульсов, вырабатываемых генера-

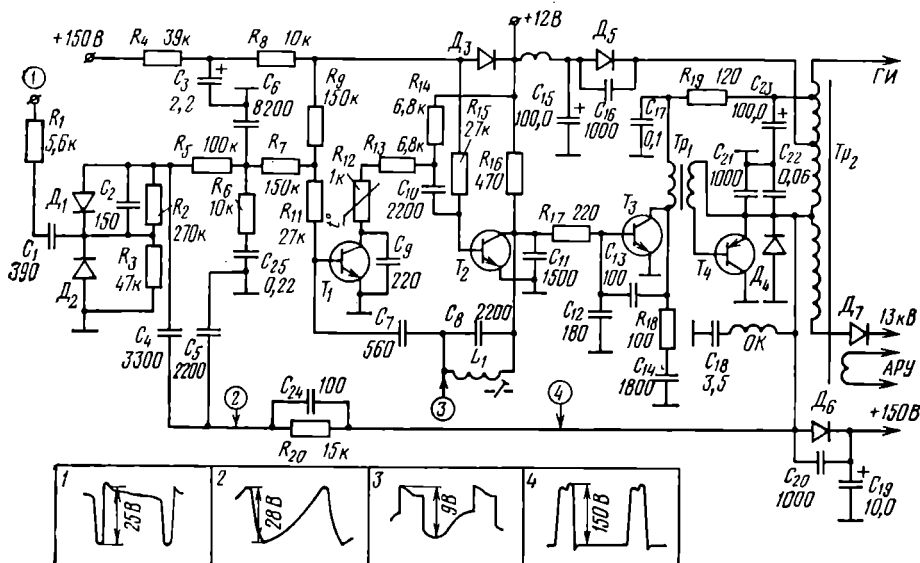


Рис. 5.21. Принципиальная схема генератора строчной развертки телевизора KCS187

тором. На рис. 5.20б представлен мультивибратор, выполненный по обычной схеме. Связь базовых и коллекторных цепей транзисторов T_1 , T_2 , обеспечивающая режим самовозбуждения, осуществляется через конденсаторы C_1 , C_2 . Контур L_1C_5 повышает стабильность частоты задающего генератора. Его действие аналогично контуру L_1C_6 в схеме рис. 5.18. Конденсаторы C_3 , C_4 повышают крутизну фронтов генерируемых импульсов. Рассмотренный мультивибратор применен в задающем генераторе ГСР, схема которого показана на рис. 5.21.

RC-генератор с фазосдвигающей цепочкой (рис. 5.22). В нем положительная обратная связь, необходимая для обеспечения режима самовозбуждения, образуется с помощью цепи, которая сдвигает фазу сигнала на 180° . За счет поворота фазы сигнала на 180° в транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, выполняется условие самовозбуждения. Если одновременно выполняется условие баланса амплитуд, в схеме возникают синусоидальные колебания. Фазосдвигающую цепь в схеме рис. 5.22 образуют элементы: R_3 , C_1 , R_1 , R_7 , C_2 , R_5 , C_3 . Частота колебаний регулируется потенциометром R_1 . Напряжение АПЧФ подается на диод D_1 и изменяет его сопротивление. Это, в свою очередь, изменяет сдвиг фазы в цепи обратной связи, а следовательно, и частоту колебаний. Для согласования генератора с промежуточным усилителем желательно между ними включить эмиттерный повторитель. Необходимое для самовозбуждения соотношение фаз в RC-генераторе можно получить с помощью активных элементов. Это обеспечивает высокую стабильность частоты при большом входном сопротивлении. Подобный принцип реализован в четырехтранзисторном ($T_1 - T_4$) задающем генераторе схемы ГСР рис. 5.7.

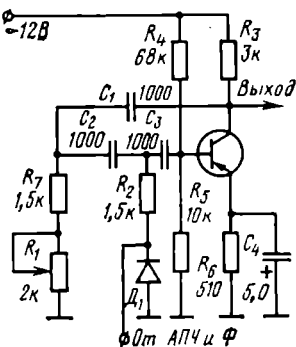


Рис. 5.22. Схема RC-генератора с фазосдвигающей цепочкой

5.5. Генераторы строчной развертки на интегральных микросхемах

В настоящее время в портативных телевизорах используются два типа ГСР с применением интегральных микросхем. В сравнительно мощных генераторах применяется одна ИС, включающая задающий генератор с устройством инерционной синхронизации и буферный каскад промежуточного усилителя. Более высокой степенью интеграции характеризуются ГСР сравнительно небольшой мощности. В них могут быть использованы две ИС. Одна включает маломощные каскады, как и в первом варианте, а вторая — предвыходной и выходной каскады.

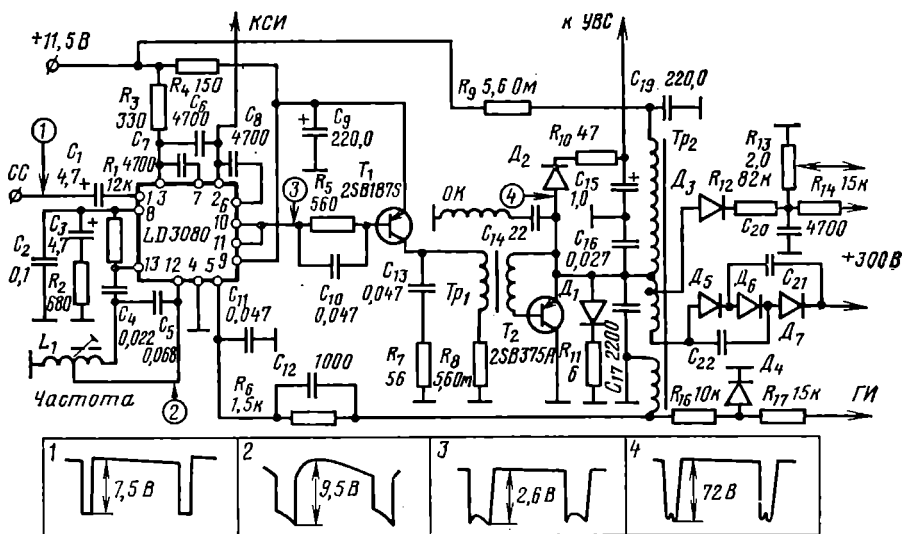


Рис. 5.23. Принципиальная схема генератора строчной развертки телевизора GE-BA

Первому типу ГСР соответствует схема, приведенная на рис. 5.23. В ней применена ИС типа LD3080, содержащая дискриминатор устройства АПЧФ, задающий генератор по схеме синусоидального генератора, подобный изображенному на рис. 5.19б, и буферный каскад. Кроме того, в ИС имеются паразитный усилитель синхроимпульсов и цепь выделения кадровых синхроимпульсов. На вывод 1 ИС через конденсатор C_1 поступает синхросмесь (СС) строчных и кадровых импульсов с выхода амплитудного селектора. Отрицательные прямоугольные импульсы с выхода ИС (вывод 10) поступают на базу транзистора T_1 предвыходного каскада.

В некоторых последних моделях портативных телевизоров применяется более комплексная, чем рассмотренная, ИС типа ТВА920. Она использована, например, в схемах ГСР, приведенных на рис. 5.5, 5.6. Структура ИС типа ТВА920 иллюстрируется рис. 5.24. На вход этой схемы (вывод 8) подается полный видеосигнал с УВС, а на выходе (вывод 2) получают прямоугольные положительные импульсы амплитудой около 12 В и длительностью 18 мкс. Мощности этих импульсов достаточно для управления предвыходным каскадом мощных ГСР и непосредственно выходным каскадом ГСР сравнительно небольшой мощности. Микросхема ТВА920 содержит амплитудный селектор 1, подавитель помех 2, первый фазовый дискриминатор 3, второй фазовый дискриминатор 4, низкочастотный фильтр 5, задающий генератор 6, формирователь импульсов 7, буферный каскад 8. На выводе 7 схемы имеется смесь строчных и кадровых синхроимпульсов, выделенная из полного видеосигнала амплитудным селектором. Дифференцирующая цепь R_4 , C_8 выделяет из синхросмеси

Формирователь 7 вырабатывает пилообразные импульсы, длительность и фаза которых зависят от напряжения смещения на формирователе. Это напряжение создается вторым фазовым дискриминатором 4, который сравнивает по фазе импульсы задающего генератора 6 и импульсы обратного хода, поступающие с выходного каскада ГСР через интегрирующую цепь R_2, C_3 . В буферном каскаде 8 пилообразные входные импульсы на выходе преобразуются в прямоугольные. Наличие второго дискриминатора компенсирует инерционность выключения транзистора выходного каскада ГСР.

Для иллюстрации особенностей построения ГСР второго типа на двух интегральных микрэлементх на рис. 5.25 приведена схема ГСР, примененная в микротелевизоре TR-001. Микросхема типа SN056 содержит мультивибратор T_1 , T_2 и буферный каскад T_3 . Мультивибратор с емкостной связью эмиттерных цепей транзисторов соответствует рис. 5.20а. Фазовый дискриминатор на диодах D_1 , D_2 не входит в состав интегральной схемы. Вторая интегральная микросхема типа AP057 включает предвыходной T_4 и выходной T_5 каскады с непосредственной связью. Транзистор T_4 включен по схеме эмиттерного повторителя, что обеспечивает коэффициент усиления по току около 4500. Благодаря этому выходной каскад способен создавать импульс тока в нагрузке до 300 мА при очень малой амплитуде импульсов управляющего напряжения, поступающих с буферного каскада. В схеме рис. 5.25 две ИС связаны разделительным конденсатором C_8 . Однако за время действия управляющих импульсов напряжения этот конденсатор заряжается базовым током транзистора T_4 , что вызывает смещение рабочей точки предвыходного каскада и ухудшает управление им. Это явление устраняется, если диод D_4 подключить к базе транзистора T_4 . Полярность его включения противоположна полярности диода, образованного переходом база — эмиттер транзистора T_4 . При этом прямые сопротивления этих диодов по возможности должны быть одинаковыми, чтобы свести к минимуму заряд конденсатора C_8 .

6

ГЕНЕРАТОР КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ

6.1. Принципы построения и технические характеристики

Требования к ГКР. ГКР является источником пилообразного тока в кадровых отклоняющих катушках. Форма тока и его амплитуда подбираются так, чтобы обеспечить равномерное перемещение электронного луча кинескопа по вертикали его экрана. При равномерной скорости перемещения луча изображение не имеет искажений линейности. Современные малогабаритные кинескопы для портативных телевизоров имеют экраны либо с малой кривизной поверхности по вертикали, либо вообще плоские. Углы отклонения по вертикали для различных типов кинескопов составляют от 40 до 90°. Чтобы получить неискаженное изображение на экране таких кинескопов, отклоняющий ток в кадровых катушках, так же как в строчных, во время прямого хода развертки должен иметь S-образную форму. Амплитуда отклоняющего тока в начале и конце прямого хода должна быть достаточной для отклонения луча от центра экрана до его верхнего (нижнего) края с запасом. Необходимая амплитуда тока определяется режимом работы кинескопа и параметрами кадровых отклоняющих катушек.

В портативных телевизорах применяются кадровые отклоняющие катушки двух типов: тороидальные и седлообразные. Как правило, тороидальные катушки имеют 500—900 витков, сопротивление 40—80 Ом и индуктивность 30—70 мГ. При таких параметрах катушек для полного отклонения луча в кинескопах, данные которых приведены в табл. 3.1, требуется ток амплитудой 50—500 мА. При такой амплитуде отклоняющего тока ГКР различной конструкции потребляют до 10—20% от общей потребляемой телевизором энергии и поэтому требуют тщательной отработки отдельных составляющих элементов с целью повышения экономичности. Седлообразные катушки более низкоомны и позволяют построить более экономичный ГКР с двухтактным выходом.

Для синхронного синтеза изображения на экране кинескопа методом чересстрочной развертки отклоняющий ток ГКР должен изменяться с частотой, установленной телевизионным стандартом. Для существующих стандартов частота кадровой развертки (частота полей) составляет либо 50 Гц (европейские стра-

ны, в том числе СССР), либо 60 Гц (США, Япония). При частоте 50 Гц длительность периода развертки составляет 20 мс, причем длительность обратного хода не должна превышать 1,5 мс. При частоте 60 Гц длительность периода составляет 16,7 мс и длительность обратного хода — не более 1 мс. В режиме чересстрочной развертки ГКР должен обеспечивать высокую точность синхронизации, чтобы исключить потерю четкости изображения по вертикали. Все перечисленные выходные параметры ГКР должны быть стабильными в довольно широких пределах изменения окружающих условий (температуры, влажности).

Низкая частота кадровой развертки в значительной степени облегчает по сравнению с ГСР конструирование ГКР и выполнение перечисленных требований. Кроме того, уменьшается потребляемая энергия. Но наряду с преимуществами, определяемыми в основном низкой частотой кадровой развертки, возникает ряд новых проблем при разработке и конструировании этого генератора.

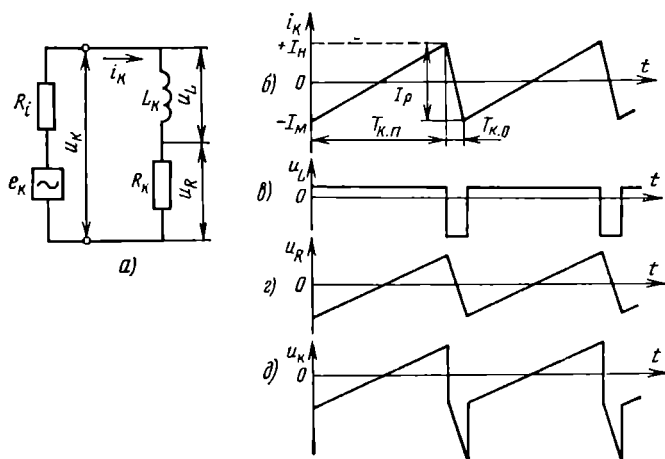


Рис. 6.1. Эквивалентная схема кадровых отклоняющих катушек (а) и осциллограммы: отклоняющего тока (б), напряжения на индуктивности (в), напряжения на сопротивлении (г), напряжения на катушках (д)

Принцип формирования отклоняющего тока. Рассмотрим структурную схему ГКР и принципы построения его выходного каскада. На сравнительно низкой частоте кадровой развертки отклоняющие катушки ГКР эквивалентны в основном активному сопротивлению и, следовательно, чтобы получить пилообразный ток, к ним надо приложить пилообразное напряжение. Отсюда ясно, что схемы, обеспечивающие управляющий сигнал для отклоняющих катушек ГКР, будут отличаться по своей структуре и принципу работы от соответствующих схем ГСР.

На рис. 6.1а приведена эквивалентная схема кадровых отклоняющих катушек, учитывая их индуктивность L_K и активное сопротивление R_K . Известно, что для получения пилообразного тока (рис. 6.1б) в индуктивности к ней надо приложить постоянное напряжение U_L (рис. 6.1в), в то время как к сопротивлению в этом случае надо приложить пилообразное напряжение U_R (рис. 6.1г). Следовательно, к кадровым катушкам для создания пилообразного тока i_K необходимо приложить пилообразно-импульсное напряжение U_K , равное сумме напряжений U_L и U_R . Осциллограмма напряжения U_K (рис. 6.1д) получена суммированием осциллограмм U_L и U_R . Из рис. 6.1 видно, что индуктивность кадровых катушек слабо сказывается только на прямом ходе развертки $T_{к.п}$, когда ток в катушках изменяется медленно. Во время обратного хода $T_{к.о}$ быстрое изменение тока вызывает значительные по амплитуде импульсы напряжения на индуктивности отклоняющих катушек, и в этот период нельзя считать катушки чисто активной нагрузкой. Соотношение между импульсной U_L и пилообразной

и составляющими управляющего напряжения u_k зависит от постоянной времени катушек $\tau_k = L_k/R_k$. Чем больше постоянная времени, тем больше должна быть импульсная составляющая напряжения u_k .

При учете внутреннего сопротивления R_i генератора управляющего сигнала процессы в кадровых катушках определяются эквивалентной постоянной времени $\tau_{k.э} = L_k/(R_i + R_k)$ и, следовательно, необходимая форма управляющего напряжения u_k зависит от особенностей генератора развертки. Очевидно, что при использовании в выходном каскаде ГКР транзистора с общим эмиттером, обладающего большим внутренним сопротивлением, требуется небольшая импульсная составляющая для получения пилообразного тока. При использовании каскада с общим коллектором, обладающего низким внутренним сопротивлением, требуется сравнительно большая импульсная составляющая. С помощью

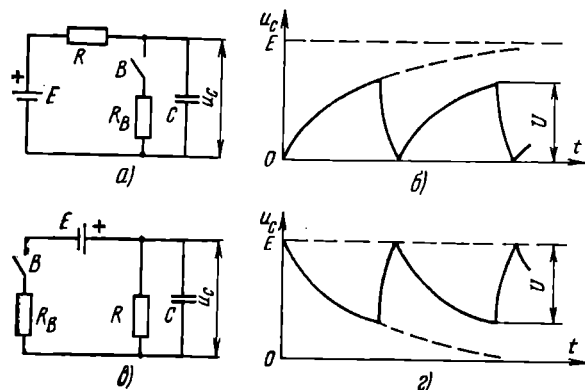


Рис. 6.2. Цепи формирования пилообразного напряжения (а, в) и осциллограммы напряжений в них (б, г)

рис. 6.1 рассмотрен принцип формирования отклоняющего тока идеальной линейной формы. Для компенсации симметричных искажений линейности он должен иметь S-образную форму. Поэтому управляющее напряжение u_k , вырабатываемое ГКР, должно обеспечивать S-коррекцию тока.

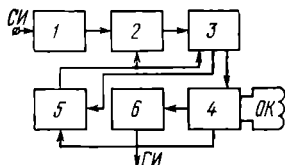
Принцип формирования управляющего напряжения. В ГКР портативных телевизоров, как правило, пилообразное управляющее напряжение получают с помощью интегрирующих RC-цепей. На рис. 6.2а показана одна из таких цепей, управляемая ключом B . Когда ключ разомкнут, конденсатор C заряжается от источника E через резистор R (пунктирная кривая на рис. 6.2б). После замыкания ключа через промежуток времени $T_{н.п}$ конденсатор C разряжается через сопротивление ключа R_B . Если выполняется неравенство $R_B \ll R$, то время разряда получается меньше длительности обратного хода $T_{н.о}$. Периодическое размыкание и замыкание ключа в нужные моменты времени дают пилообразную форму напряжения u_c (рис. 6.2б). Как видно, на прямом ходе развертки напряжение u_c имеет экспоненциальную форму, отличающуюся от линейной. Степень искажения линейности напряжения при заданной величине $T_{н.п}$ зависит от постоянной времени цепи $\tau = RC$ и напряжения источника питания E . Если величина E задана, то линейность пилообразного напряжения во время прямого хода будет тем выше, чем больше τ . Однако при этом падает амплитуда пилообразного напряжения.

Управляющее напряжение пилообразной формы можно получить также с помощью цепи, показанной на рис. 6.2в. Цепь заряда конденсатора C образована источником E , замкнутым ключом B и его сопротивлением R_B . Постоянная времени этой цепи настолько мала, что заряд происходит за время, равное $T_{н.о}$. Разряд конденсатора C через резистор R происходит сравнительно медленно с постоянной времени $\tau = RC$ во время прямого хода развертки. При замыкании ключа на время $T_{н.о}$ и размыкании на время $T_{н.п}$ на конденсаторе C образуется пилообразное напряжение (рис. 6.2г). Рассмотренные интегрирующие цепи дают пилообразные импульсные напряжения. Как отмечалось, в ряде случаев управляющее напряжение кадровых катушек должно иметь импульсно-пилообразную форму. Для получения такого напряжения последовательно с

конденсатором C цепей рис. 6.2а, а надо включить резистор. Амплитуда импульсной составляющей пропорциональна сопротивлению этого резистора.

Структурная схема ГКР. Как отмечалось, в реальных кадровых отклоняющих катушках для создания пилообразного тока довольно большой амплитуды на катушки необходимо подать управляющее напряжение определенной формы. Эту функцию выполняет достаточно мощный выходной каскад. Функцию формирователя пилообразного напряжения выполняет разрядный каскад, образованный одной из рассмотренных интегрирующих цепей (см. рис. 6.2), ключ которой заменен транзистором. В каскаде, соответствующем рис. 6.2а, в, транзистор должен отпираться на время $T_{к.о}$ и запираться на время $T_{к.п}$. С этой целью на базу транзистора, например, $p-n-p$ -типа во время обратного хода должен подаваться отрицательный импульс напряжения прямоугольной формы. Эти импульсы, управляющие разрядным каскадом, вырабатываются задающим генератором, работающим в режиме самовозбуждения. С целью синхронизации развертки на него должны поступать кадровые синхронимпульсы.

Рис. 6.3. Структурная схема генератора кадровой развертки: 1 — задающий генератор; 2 — формирователь пилообразного напряжения (разрядный каскад); 3 — преобразователь; 4 — выходной каскад; 5 — цепи линейаризации; 6 — формирователь гасящих импульсов



Для получения на нагрузке транзистора сигнала требуемой пилообразно-импульсной формы на вход его надо подать ток такой же формы. На выходе же разрядного каскада имеется пилообразное напряжение. Следовательно, между разрядным и выходным каскадами необходимо включить преобразователь напряжения в ток. В ГКР необходимо предусмотреть цепи коррекции экспоненциальных искажений управляющего напряжения, возникающих в разрядном каскаде, цепи компенсации параболических искажений, вносимые, как правило, выходным каскадом, а также цепи предискажений, обеспечивающие S -коррекцию отклоняющего тока. Все эти цепи в структурной схеме ГКР можно представить устройством линейаризации. Помимо отмеченных функций, ГКР должен обеспечить во время обратного хода развертки импульсы напряжения достаточной амплитуды для гашения электронного луча кинескопа. Все рассмотренные функции ГКР отражены в структурной схеме, показанной на рис. 6.3. Однако не следует думать, что все возможные варианты ГКР строятся в соответствии с этой схемой и всегда содержат все отмеченные на ней функциональные элементы. При практической реализации возможны различные модификации структуры ГКР. Например, может отсутствовать разрядный каскад. В этом случае его функции выполняет задающий генератор. В схеме ГКР могут отсутствовать также преобразователь и формирователь гасящих импульсов.

6.2. Задающие генераторы

Принципы построения. Согласно структурной схеме рис. 6.3 задающий генератор должен вырабатывать прямоугольные импульсы, управляющие формирователем пилообразного напряжения. В портативных телевизорах с целью сокращения числа транзисторов в схеме ГКР, как правило, функции генерации управляющих импульсов и получения пилообразного напряжения объединяются в задающем генераторе. В этом случае интегрирующая цепь является нагрузкой задающего генератора. Выбор варианта построения задающего генератора зависит от распределения функций между ним и промежуточным усилителем (преобразователем). При использовании промежуточного усилителя с линейной проходной характеристикой, обеспечиваемой применением глубоких отрицательных обратных связей, задающий генератор должен формировать достаточно линейное пилообразное напряжение. Если задающий генератор вырабатывает нелинейные импульсы напряжения, то характеристики промежуточного усилителя должны быть такими, чтобы скомпенсировать нелинейность пилообразного напряжения. Последний вариант задающего генератора проще и по-

этому чаще применяется в портативных телевизорах, чем первый вариант. Большинство схем ГКР портативных телевизоров строится по принципу, занимающему промежуточное положение между первым и вторым вариантами. Почти всегда в этих схемах промежуточный усилитель охвачен отрицательной обратной связью, а задающий генератор дополняется цепью линейризации пилообразного напряжения.

В портативных телевизорах первых выпусков, относящихся к 1960—1968 гг., чаще всего в качестве задающего генератора кадровой развертки применялся блокинг-генератор. Генераторы других типов применялись редко [1]. В современных моделях портативных телевизоров наоборот: блокинг-генераторы применяются редко, а бестрансформаторные генераторы различных типов и в том числе

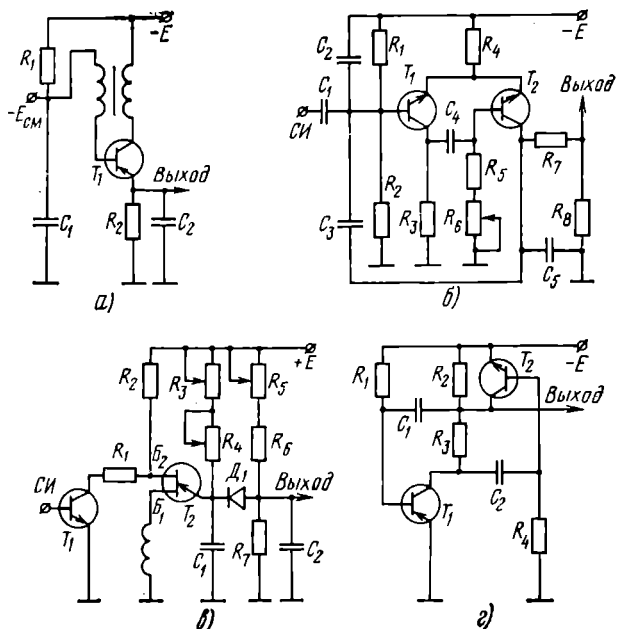


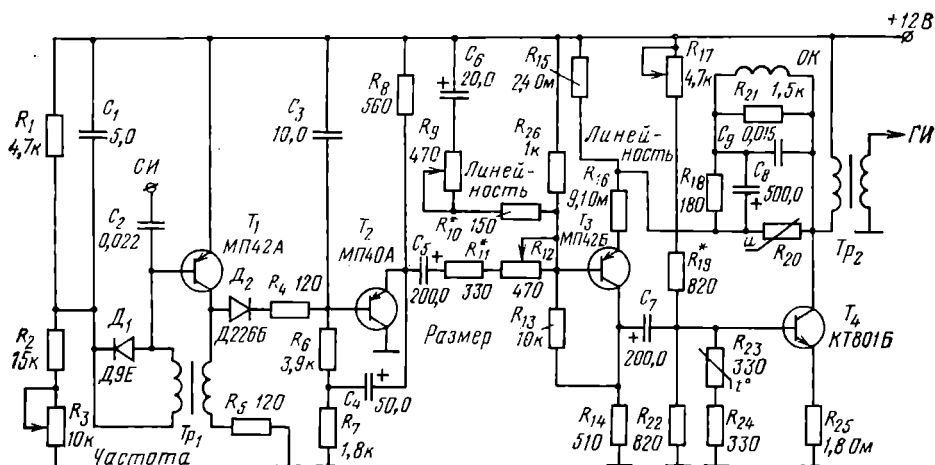
Рис. 6.4. Схемы задающих генераторов ГКР: а — блокинг-генератор; б — мультивибратор; в — генератор на двухбазовом диоде; г — интегратор Миллера

мультивибраторы получили широкое распространение. Такое положение можно объяснить постоянно развивающейся интегративной схемой портативных телевизоров. Блокинг-генератор вследствие наличия трансформатора весьма неудобен с точки зрения интеграции. Это послужило стимулом для разработки высокостабильных мультивибраторов, работающих в режиме большой скважности, которые легко подвергаются интеграции. Разработаны также бестрансформаторные генераторы других типов.

Блокинг-генераторы в качестве задающего генератора ГКР применяются лишь в тех телевизорах современных моделей, схема которых выполнена в основном на дискретных элементах. По способам обеспечения режима самовозбуждения и включения интегрирующей цепи различаются несколько типов блокинг-генераторов. В большинстве случаев частотнозадающая цепочка включает в базовую цепь блокинг-генератора (R_1 , C_1 на рис. 6.4а). Положительная обратная связь обеспечивается трансформатором с сильной связью между обмотками, который может включаться между коллектором и базой или эмиттером и базой транзистора.

Длительность генерируемых импульсов в основном определяется индуктивностью обмоток блокинг-трансформатора, а пауза между импульсами — по-

стоянной времени базовой RC -цепи, величина которой выбирается несколько больше 20 мс. Применение того или иного типа положительной обратной связи определяется полярностью импульсов, которая необходима для управления интегрирующей цепью. В схеме блокинг-генератора, показанной на рис. 6.4а, интегрирующая цепь R_2, C_2 включена в эмиттерную цепь транзистора. В этом случае генератор соответствует схеме рис. 6.2в. Для повышения линейности пилообразного напряжения на выходе генератора постоянная времени цепи R_2, C_2 должна быть много больше длительности прямого хода (т. е. постоянной времени цепи R_1, C_1). Однако увеличивать постоянную времени этой цепи за счет увеличения сопротивления R_2 можно в ограниченных пределах. Это объясняется тем, что при большом сопротивлении в эмиттерной цепи транзистора уменьшается амплитуда генерируемых импульсов, искажаются фронты, а при чрезмерном его увеличении работа блокинг-генератора становится неустойчивой и может вообще нарушиться. При небольшом сопротивлении требуется конденсатор



Такой блокинг-генератор, как и генератор первого типа (см. рис. 6.4а), обладает малым входным сопротивлением. Иногда задающие генераторы, выполненные на основе блокинг-генератора второго типа, имеют зарядный резистор в коллекторной цепи транзистора. При этом положительная обратная связь в генераторе может осуществляться или с коллектора на базу, или с эмиттера на базу.

Синхронизация задающих генераторов кадровой развертки на основе блокинг-генераторов осуществляется обычно двумя способами: либо подачей синхроимпульсов на базу транзистора блокинг-генератора (рис. 6.5), либо с помощью специальной обмотки блокинг-трансформатора. При использовании в задающем генераторе транзистора *p-n-p*-типа на базу требуется подавать синхроимпульсы отрицательной полярности. Наличие специальной обмотки блокинг-трансформатора позволяет использовать синхроимпульсы любой полярности.

Мультивибраторы. Более широкое использование блокинг-генераторов в ГКР по сравнению с мультивибраторами в портативных телевизорах первого поколения было обусловлено простотой схемы блокинг-генератора и стабильностью генерации импульсов большой скважности. В таком режиме обычные мультивибраторы работают менее стабильно. Впоследствии требования интеграции заставили разработчиков найти варианты схем мультивибраторов, удовлетворяющие всем требованиям задающего генератора ГКР. В настоящее время имеется большое многообразие вариантов задающих генераторов на основе мультивибратора. С точки зрения построения ГКР с использованием мультивибратора применяются два варианта схемных решений: задающий генератор на основе мультивибратора, являющийся самостоятельным функциональным элементом ГКР; мультивибратор, в состав которого входят предвыходные или выходные каскады ГКР.

Первый вариант построения мультивибраторов соответствует блокам 1, 2 структурной схемы рис. 6.3 и обеспечивает на выходе пилообразное напряжение, используемое для управления последующими каскадами. Таким образом, мультивибратор ГКР выполняет сразу две функции: задающего генератора и интегрирующей цепи. В отличие от блокинг-генератора, в мультивибраторе отсутствует самостоятельная интегрирующая цепь. Пилообразное напряжение в нем создается подбором режимов заряда и разряда конденсаторов межкаскадных цепей обратной связи, обеспечивающих режим самовозбуждения. Одна из схем мультивибратора первого варианта приведена на рис. 6.4б. Мультивибратор выполнен на двух кремниевых транзисторах с эмиттерной связью через резистор R_4 . Цепи положительной обратной связи, обуславливающие режим самовозбуждения, образованы конденсаторами C_3 и C_4 . Конденсаторы C_2 , C_5 способствуют улучшению формы пилообразного напряжения на выходе мультивибратора. Частота развертки зависит от времени разряда конденсатора C_4 , которое регулируется потенциометром R_6 . Синхроимпульсы подаются в базу транзистора T_1 .

Мультивибратор, соответствующий первому варианту его построения, применен также в ГКР телевизора «Шилалис-401Д» (рис. 6.6). Он собран на транзисторах T_1 и T_2 . Связь коллектора транзистора T_1 с базой транзистора T_2 осуществляется через конденсатор C_2 и диод D_1 . Коллектор T_2 с базой T_1 связан через последовательно соединенные цепь C_4 , R_9 с диодом D_2 . Емкости конденсаторов C_2 и C_4 отличаются почти в 20 раз, это позволяет получить нужную скважность обратной хода, равную также 20. Цепь C_3 , R_7 способствует повышению устойчивости генерации коротких импульсов. С коллектора транзистора T_2 пилообразное управляющее напряжение через диод D_3 подается на предвыходной каскад.

В ГКР телевизора «Электроника ВЛ-100» (рис. 6.7) используется задающий генератор, построенный по схеме мультивибратора, отличающейся от примененной в двух предыдущих схемах (см. рис. 6.4б и 6.6). Этот мультивибратор выполнен на трех транзисторах: T_1 , T_2 , T_3 . Причем собственно мультивибратор образуют транзисторы T_1 , T_2 , а транзистор T_3 выполняет роль нелинейного сопротивления, улучшающего линейность пилообразного напряжения на выходе мультивибратора. В результате нелинейные искажения управляющего напряжения не превышают 2%. Достоинство такого мультивибратора состоит в том, что размах пилообразного напряжения на его выходе при высокой линейности равен 10 В, т. е. почти напряжению питания. Режим задающего генератора по

постоянному току определяется резисторами R_1 — R_6 . Конденсатор C_3 служит для фильтрации напряжений на базах транзисторов T_1 , T_2 . Основной зарядной емкостью мультивибратора является конденсатор C_2 . Фильтрующее действие конденсатора C_4 способствует улучшению качества чересстрочной развертки.

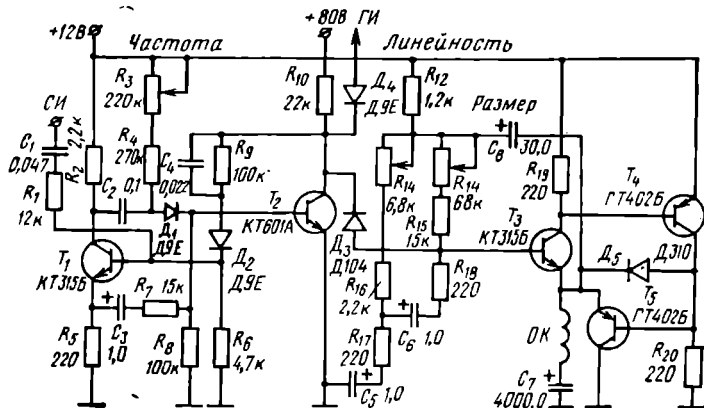


Рис. 6.6. Принципиальная схема генератора кадровой развертки телевизора «Шилялис-401Д».

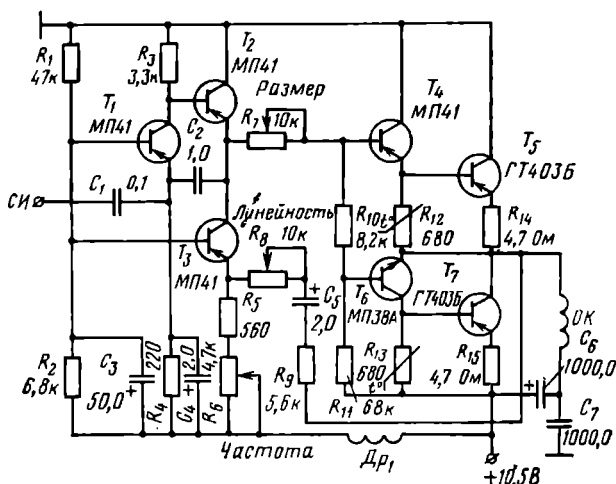


Рис. 6.7. Принципиальная схема генератора кадровой развертки телевизора «Электроника ВЛ-100».

Напомним, что второй вариант схемного построения ГКР, основанный на использовании мультивибратора, характеризуется включением в его состав предвыходных и выходных каскадов. Например, в двухтранзисторной схеме ГКР, показанной на рис. 6.8, нет отдельного задающего генератора и выходного каскада. Весь ГКР представляет собой мультивибратор, нагруженный на согласующий трансформатор, к вторичной обмотке которого подключены отклоняющие катушки. Второй транзистор T_2 мультивибратора одновременно выполняет роль выходного каскада ГКР. Цепь положительной обратной связи, определяющей режим самовозбуждения мультивибратора, образована элементами C_4 , R_{10} , R_{11} . Необходимое пилообразное напряжение для управления выходным каскадом

создается с помощью интегрирующей цепи R_2, R_3, C_2, C_3 . Ею управляет транзистор T_1 , который запирается на время прямого хода, в результате чего конденсаторы C_2, C_3 заряжаются от источника напряжением $+22$ В через резисторы R_2, R_3 . Во время обратного хода транзистор T_1 открыт и конденсаторы разряжаются через него. Резистор R_3 регулирует амплитуду пилообразного управляющего напряжения. В интегрирующей цепи включены два конденсатора с

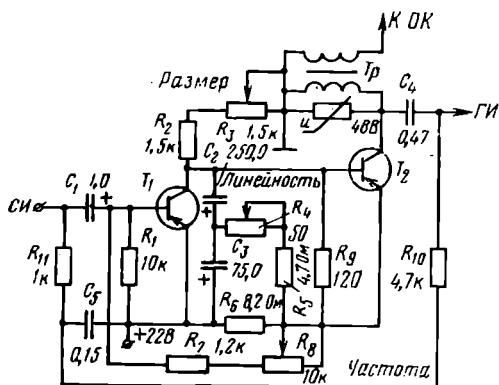


Рис. 6.8. Принципиальная схема генератора кадровой развертки телевизора А04-3

целью введения напряжения корректирующей обратной связи для получения пилообразного напряжения необходимой формы. Цепь обратной связи образована резисторами R_4, R_5 , один из которых регулирует линейность изображения по вертикали. Регулировка частоты осуществляется потенциометром R_6 , входя-

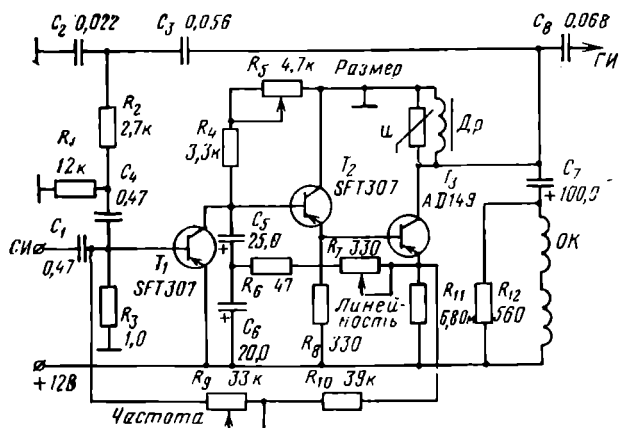


Рис. 6.9. Принципиальная схема генератора кадровой развертки телевизора «Prandoni»

щим в цепь смещения базы транзистора T_1 . Схема ГКР, показанная на рис. 6.9, по принципу действия аналогична предыдущей с той лишь разницей, что между разрядным транзистором T_1 и выходным каскадом T_3 , образующими мультивибратор, включен преобразователь напряжения в ток в виде эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 . Включение промежуточного эмиттерного повторителя не нарушает соотношение фаз в цепи положительной обратной связи, соединяющей коллектор транзистора T_3 с базой T_1 . В схеме рис. 6.10 наличие выходного двухтактного каскада на транзисторах T_3, T_4 требует включения предварительного усилителя T_2 по схеме с общим эмиттером, изменяющего фазу пило-

образного напряжения. Поэтому для обеспечения режима самовозбуждения мультявбратора, образованного транзисторами T_1, T_2, T_4 с включением промежуточного каскада на T_3 , цепь положительной обратной связи подключается к нагрузке ГКР, связанной с эмиттерными цепями транзисторов выходного каскада. Эта цепь образована элементами C_6, R_{11}, R_4, D_1 . На коллекторе транзистора T_1 благодаря последовательному включению конденсатора C_2 и резистора R_8 интегрирующей цепи образуется пилообразно-импульсное напряжение. Резистор R_8 используется также для ввода напряжения отрицательной обратной связи.

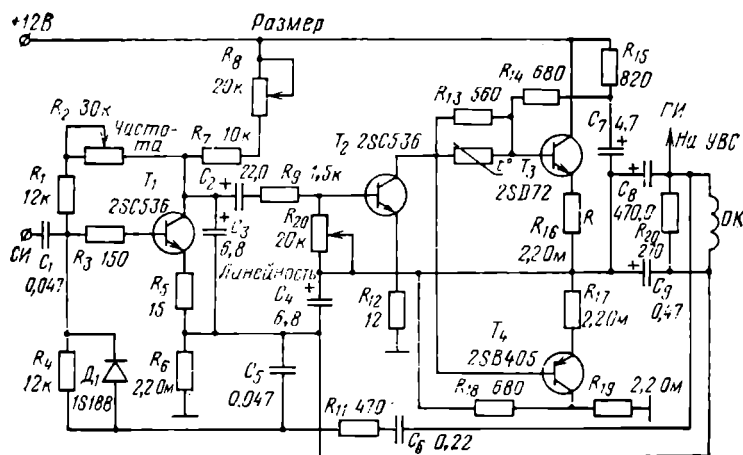


Рис. 6.10. Принципиальная схема генератора кадровой развертки телевизора GE-BA

Новые принципы построения задающего генератора. Для обеспечения пачтентной чистоты разработок, а также с целью улучшения качественных показателей ГКР многие фирмы иыскивают новые принципы построения задающих генераторов. Некоторые возможности в этом отношении представляют постоянно ооздаваемые новые полупроводниковые приборы, обладающие свойствами, от- отличными от свойств известных приборов. Например, фирма «Grundig» в некото- рых моделях портативных телевизоров применяет схему задающего генератора с двухбазовым диодом (рис. 6.4а). Этот диод (T_2) типа TIS 43 является основ- ным элементом задающего генератора. Положительные кадровые синхронимпуль- сы (СИ) поступают на базу транзистора T_1 и отпирают его. Отрицательные син- хронимпульсы с коллектора транзистора T_1 поступают на вторую базу B_2 двух- базового диода T_2 . Под действием этого управляющего импульса отпирается переход эмиттер — первая база (B_1), через который разряжается конденсатор C_1 . В промежутки между синхронимпульсами, когда диод T_2 заперт, конденса- тор C_1 заряжается от источника $+E$ через резисторы R_3, R_4 , которые исполь- зуются для регулировки частоты пилообразного напряжения. В рассмотренной схеме принцип работы двухбазового диода аналогичен работе тиристора. В кон- це разряда конденсатора C_1 (конец прямого хода развертки) диод T_2 запирается самостоятельно. Индуктивность L_1 в цепи базы B_1 дифференцирует управ- ляющие импульсы и обеспечивает своевременное переключение схемы.

Задающий генератор на двухбазовом диоде (рис. 6.4а) соответствует схеме рис. 6.2а. В нем частоту переключения диода T_2 определяет цепь R_3, R_4, C_1 . Интегрирующая цепь, создающая пилообразное напряжение, образована элемен- тами R_5, R_6, C_2 и подключена к эмиттеру T_2 через диод D_1 . При переключении двухбазового диода T_2 напряжение на его эмиттере изменяется и влияет на со- стояние диода D_1 . Когда диод D_1 заперт, конденсатор C_2 заряжается от исто- чника $+E$ через резисторы R_5, R_6 . Понижающееся напряжение на эмиттере от- крытого диода T_2 за счет разряда конденсатора C_1 вызывает отпирание диода

D_1 и разряд конденсатора C_2 пилообразующей цепи во время обратного хода развертки. Амплитуда пилообразных импульсов напряжения на выходе генератора регулируется потенциометром R_5 . Полная схема ГКР задающего генератора на двухбазовом диоде приведена на рис. 6.11. В ней роль емкости пилообразующей цепи задающего генератора выполняют два конденсатора — C_2 , C_3 , что необходимо для подачи корректирующего линейность напряжения обратной связи.

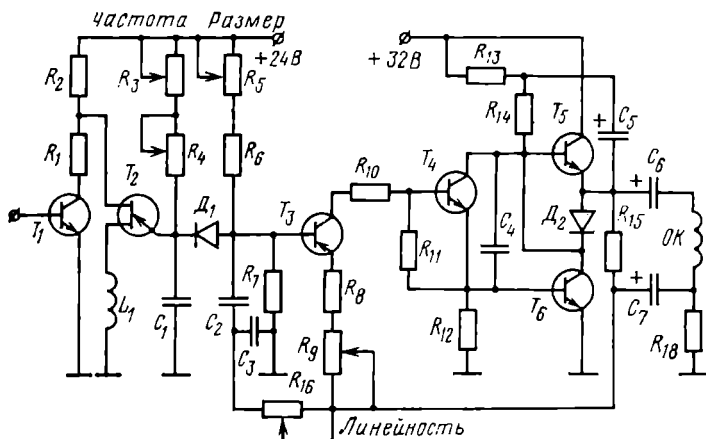


Рис. 6.11. Принципиальная схема ГКР с задающим генератором на двухбазовом диоде

Некоторые зарубежные фирмы в качестве задающего генератора применяют генератор пилообразных импульсов с эффектом Миллера. Упрощенная схема одного из таких генераторов представлена на рис. 6.4г. Транзистор T_1 работает как интегратор Миллера. Напряжение на его коллекторном сопротивлении имеет вид

$$u_k = \beta E \left\{ 1 - \exp \left[- \frac{t}{(1 + \beta) RC} \right] \right\},$$

где β — коэффициент усиления тока транзистором; E — напряжение питания; RC — постоянная времени интегрирующей цепочки, образованной элементами R_2 , R_3 , C_2 .

Это выражение показывает, что по сравнению с простой интегрирующей RC -цепочкой интегратор Миллера позволяет одновременно увеличить уровень выходного напряжения и постоянную времени системы. Транзистор T_2 работает как переключатель, изменяющий постоянную времени цепи на время прямого и обратного ходов развертки. Во время обратного хода транзистор T_2 отпирается и закорачивает резистор R_2 , обеспечивая быстрый разряд конденсатора C_2 . Цепочка C_2 , R_4 определяет время прямого хода (T_2 заперт), в течение которого происходит медленный заряд конденсатора C_2 . Синхронизация такого генератора легко осуществляется подачей синхримпульсов в базовую цепь переключающего транзистора T_2 .

Рассматриваемый генератор обладает следующими преимуществами: выходной сигнал может быть легко линейризован при введении корректирующих напряжений, так как имеется фиксированный уровень, связанный с отрицательным полюсом источника питания; наличие коэффициента β в приведенном выше выражении говорит о том, что можно уменьшить емкость конденсатора C_2 . Это дает возможность применять конденсаторы с большей стабильностью по времени и температуре. Недостатком генератора является довольно большое выходное сопротивление, что осложняет согласование с промежуточным усилителем.

6.3. Выходные каскады

Трансформаторные и дроссельные каскады. Несмотря на широкое распространение бестрансформаторных выходных каскадов ГКР в современных портативных телевизорах, нередко находят применение трансформаторные и дроссельные каскады. Преимущественно такие каскады применяются в стационарных портативных телевизорах со сравнительно большими экранами. На рис. 6.12 показаны схемы трансформаторного и дроссельного каскадов. Транс-

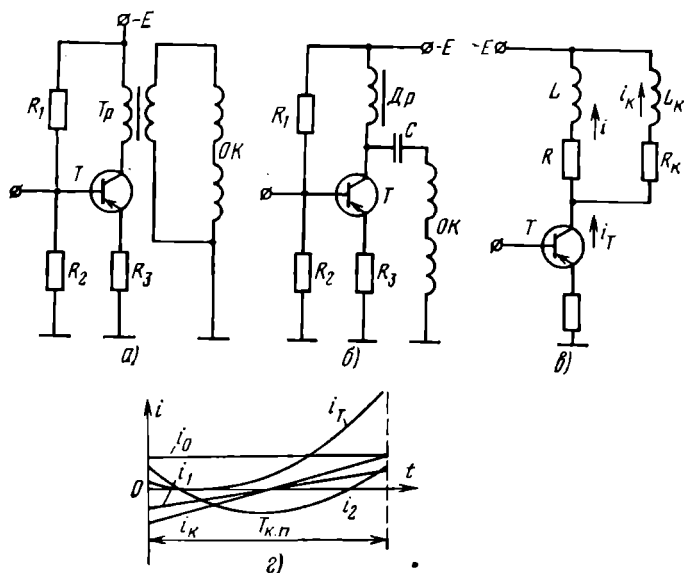


Рис. 6.12. Схемы трансформаторного (а) и дроссельного (б) выходных каскадов ГКР; эквивалентная (в) схема каскада (г) и осциллограммы составляющих коллекторного тока транзистора (з)

форматор является тяжеловесным, громоздким и дорогостоящим узлом и поэтому применяется реже, чем дроссель. Однако применение его необходимо, когда сопротивление кадровых отклоняющих катушек не удовлетворяет условию оптимального согласования с выходным каскадом. Такая ситуация может возникнуть тогда, когда в транзисторном ГКР используется отклоняющая система лампового телевизора. Применение трансформатора обеспечивает также достаточно свободный выбор напряжения питания выходного каскада и облегчает применение корректирующих цепей обратной связи. В трансформаторном каскаде транзистор, как правило, включается по схеме с общим эмиттером. Резистор небольшого сопротивления в его эмиттерной цепи способствует термостабилизации каскада и линеаризации отклоняющего тока. Трансформаторный выходной каскад применен в схеме ГКР, показанной на рис. 6.8.

В современных портативных телевизорах выходной каскад ГКР чаще выполняется по дроссельной схеме (рис. 6.12б). В нем используются емкостная связь выходного каскада с отклоняющей системой и параллельное питание его с помощью дросселя в коллекторной цепи транзистора. Схема с дроссельно-емкостной связью более экономична, так как отношение L_k/R_k (L_k — индуктивность отклоняющих катушек, а R_k — активное сопротивление их) в этой схеме может быть в несколько раз меньше, чем при использовании трансформатора. Наиболее экономичен каскад с оптимальной нагрузкой, которая для усилителя на транзисторе с общим эмиттером составляет 30—60 Ом. Поэтому активное сопротивление кадровых отклоняющих катушек дроссельного каскада обычно лежит в указанных пределах. При заданных ампер-витках, необходимых для

отклонения луча на заданный угол по вертикали, оптимальное сопротивление отклоняющих катушек обеспечивается выбором числа витков и сечения провода, которым они наматываются. При использовании трансформаторного и дроссельного каскадов отклоняющие катушки имеют, как правило, торондальную намотку. Половины катушек чаще всего соединяются последовательно. Для устранения искажений типа «волнистость строк» в левой части раstra, вызванных взаимодействием полей отклонения по вертикали и горизонтали, кадровые катушки шунтируются резистором сопротивлением 500—2000 Ом (см. рис. 6.5 и 6.9). Дополнительно наводки на кадровые катушки от генератора строчной развертки уменьшаются с помощью конденсатора соответствующей емкости, подключенного параллельно катушкам (C_9 на рис. 6.5). Однако при слишком большой емкости конденсатора возможны увеличение длительности обратного хода и заворот изображения в верхней части раstra.

Дроссельно-емкостная связь отклоняющих катушек с выходным каскадом для обеспечения линейности развертки требует возможно большей индуктивности дросселя L и емкости разделительного конденсатора C . Поэтому приходится применять крупногабаритные дорогие электролитические конденсаторы с малым разбросом номинальной емкости. В противном случае при линейной форме коллекторного тока транзистора i_T отклоняющий ток будет иметь явно выраженную нелинейность. Сказанное поясняет эквивалентная схема дроссельного каскада, показанная на рис. 6.12а. В этой схеме отклоняющие катушки, представленные элементами L_k, R_k , по переменному току соединены параллельно с дросселем, имеющим индуктивность L и сопротивление R . При этом ток транзистора i_T разветвляется в цепь дросселя (i) и в цепь катушек (i_k) так, что $i_T = i_k + i$. Каскад будет более экономичным и искажения линейности тока будут меньшими очевидно в том случае, если сопротивление цепи дросселя будет возможно большим на переменном токе. Помня об экономичности каскада, это можно достигнуть лишь увеличением сопротивления дросселя $X_L = \omega_k L$ за счет увеличения его индуктивности.

При конечной величине индуктивности дросселя выражение для тока транзистора можно записать следующим образом: $i_T = i_k + i = i_k + (i_0 + i_1 + i_2)$. Если считать, что ток i_k в отклоняющих катушках изменяется линейно (рис. 6.12г), то ток дросселя i имеет постоянную составляющую i_0 , линейную i_1 , зависящую от соотношения индуктивностей L и L_k , и параболическую составляющую тока намагничивания i_2 . Осциллограммы этих токов во время прямого хода развертки $T_{к.п}$ приведены на рис. 6.12г. Суммируя их, получим осциллограмму тока транзистора i_T . Как видно из рис. 6.12г, она явно нелинейна. Причем нелинейность тем больше, чем меньше индуктивность L , так как намагничивающий ток при этом растет.

Стремясь уменьшить размеры блока ГКР, в выходном каскаде применяют дроссель со сравнительно небольшой индуктивностью. При этом для получения линейного отклоняющего тока необходимо иметь коллекторный ток вполне определенной формы. Это достигается созданием управляющего напряжения на входе каскада, позволяющего получить необходимую форму импульсов коллекторного тока. Для портативных телевизоров обычно $L = RT_{к.п} - 2L_k$, что облегчает задачу получения управляющего напряжения необходимой формы. При таком соотношении осциллограмма коллекторного тока i_T на рис. 6.12г не имеет начального участка с отрицательной крутизной. В противном случае трудно сформировать нужное управляющее напряжение. Надо сказать, что приведенное соотношение не позволяет получить минимальных индуктивности дросселя и энергопотребления каскада. Это получается в случае искажений тока i_T , показанных на рис. 6.12г. Однако с целью упрощения цепей формирования управляющего напряжения приходится несколько жертвовать экономичностью и размерами блока ГКР.

Обычно транзистор дроссельного каскада включается по схеме с общим эмиттером, что обеспечивает наибольшее усиление по мощности, и работает в режиме класса А. Положение рабочей точки каскада задается смещением. С помощью переменного делителя смещение можно изменять для того, чтобы обеспечить линейный режим усиления. Соответственно этому потенциометр в базовой цепи выходного каскада обычно служит для изменения линейности изображения в конце кадра. Рабочая точка дроссельного каскада выбирается таким образом, чтобы при максимальном использовании линейного участка проходной

динамической характеристики пилообразный сигнал не ограничивался за счет насыщения и отсечки коллекторного тока.

Как отмечалось, необходимая амплитуда отклоняющего тока для портативных телевизоров лежит в пределах 50—500 мА. При этом постоянная составляющая тока через выходной транзистор составляет 25—250 мА. Это означает, что при напряжении источника питания 12 В мощность, рассеиваемая выходным транзистором в статическом режиме (при отсутствии выходного сигнала), может достигать значения 0,5—5 Вт. Поскольку мощность, рассеиваемая на транзисторе выходного каскада, довольно велика, его обычно закрепляют на специальном теплоотводящем радиаторе или металлическом шасси. При этом между корпусом транзистора и заземленным радиатором (шасси) помещается тонкая изоляционная прокладка. Это необходимо потому, что корпус мощного транзистора обычно соединен с коллектором (для лучшей теплоотдачи), а схема в большинстве случаев требует заземлять эмиттер. Для улучшения теплового контакта между корпусом транзистора и радиатором при наличии прокладки она покрывается специальной смазкой, улучшающей теплоотдачу.

Амплитуда отклоняющего тока и мощность, рассеиваемая на коллекторе, являются определяющими параметрами при выборе типа транзистора для выходного каскада. Не менее важное значение имеет также амплитуда выбросов напряжения, развивающихся на нагрузке каскада во время обратного хода развертки. При поступлении на базу транзистора выходного каскада пилообразно-импульсного управляющего напряжения он запирается во время обратного хода и из-за быстрого изменения тока на отклоняющих катушках возникает импульс напряжения, значение которого может достигать 30—100 В в зависимости от длительности обратного хода, индуктивности катушек и напряжения питания. С целью ограничения выбросов напряжения обычно параллельно отклоняющим катушкам включают варистор (см. рис. 6.5, 6.8, 6.9). Снижению амплитуды импульсов способствует также конденсатор C_0 на рис. 6.5. Однако его емкость не должна быть слишком большой, чтобы длительность обратного хода развертки не превышала допустимую. Реже вместо варистора используется ограничительная цепь, состоящая из последовательно соединенных диода и параллельной RC-цепочки. Уровень ограничения выбирается таким образом, чтобы, во-первых, обеспечить надежность работы транзистора выходного каскада и, во-вторых, иметь возможность использования импульсов обратного хода для гашения электронного луча кинескопа. При достаточной амплитуде импульсы гашения (ГИ) могут сниматься непосредственно с коллектора дроссельного (трансформаторного) каскада (см. рис. 6.8, 6.9). Если амплитуды импульсов на нагрузке выходного каскада недостаточно для гашения, то гасящие импульсы формируют с помощью дополнительной обмотки дросселя (см. рис. 6.5).

Двухтактные бестрансформаторные каскады более экономичны, чем рассмотренные выше, и не имеют громоздкого трансформатора или дросселя. Эти достоинства двухтактных выходных каскадов ГКР обусловили их широкое применение в портативных телевизорах [25]. В настоящее время в портативных телевизорах с размером экрана меньше 30 см по диагонали практически всегда выходной каскад ГКР выполняется по двухтактной бестрансформаторной схеме. Наиболее широкое распространение получили двухтактные каскады двух типов: с симметричным входом на транзисторах одинаковой проводимости (рис. 6.13а) и с несимметричным входом на транзисторах различной проводимости (рис. 6.13б). В обоих каскадах с целью получения хорошей линейности отклоняющего тока транзисторы подобраны в пары по идентичности основных параметров. Каждый транзистор двухтактного каскада работает в режиме класса В и пропускает половину пилообразного тока. Таким образом, отклоняющий ток первой половины прямого

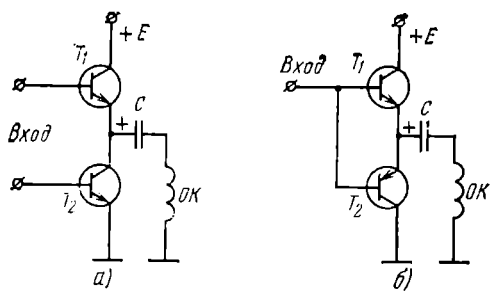


Рис. 6.13. Двухтактные каскады ГКР с симметричным (а) и несимметричным (б) входами

и пилообразного тока. Таким образом, отклоняющий ток первой половины прямого

хода формирует один транзистор, а ток второй половины — другой транзистор. В результате существенно повышается экономичность двухтактного каскада.

Для управления выходным каскадом рис. 6.13а требуется парафазный усилитель. Каскадом рис. 6.13б можно управлять обычным усилителем, включенным по схеме с общим эмиттером или коллектором. Это несколько упрощает схему ГКР с применением каскада с несимметричным входом по сравнению с каскадом, имеющим симметричный вход. Наряду с определенными преимуществами по сравнению с дроссельными (трансформаторными) каскадами применение двухтактных бестрансформаторных каскадов обуславливает ряд трудностей, связанных в первую очередь с обеспечением линейности тока в средней части прямого хода развертки и с получением гасящих импульсов необходимой амплитуды. Возникают трудности также при обеспечении стабильности линейности и размера изображения по вертикали в условиях изменения окружающей температуры и питающего напряжения. Специально для двухтактных каскадов разработаны отклоняющие системы, сопротивление кадровых катушек которых близко к оптимальному с точки зрения согласования с выходным сопротивлением каскада. Наилучшие результаты дает каскад, нагруженный на отклоняющую систему с седлообразными кадровыми катушками.

Двухтактный выходной каскад с симметричным входом применен в схеме ГКР, изображенной на рис. 6.11. Он собран на транзисторах T_5 , T_6 . Диод D_2 , включенный в эмиттерную цепь транзистора T_5 , создает небольшое напряжение отрицательной обратной связи, способствующее линеаризации отклоняющего тока в средней части прямого хода. Управляются транзисторы T_5 , T_6 двухтактного каскада сигналами, снимаемыми с коллектора и эмиттера парафазного усилителя на транзисторе T_4 . В ГКР, схема которого показана на рис. 6.7, выходной каскад с симметричным входом собран на двух транзисторах — T_5 , T_7 — $p-p$ -типа. Вместо диода D_2 предыдущей схемы в эмиттерную цепь транзистора T_5 включен резистор R_{14} , выполняющий ту же функцию. Такой же резистор включен в эмиттерную цепь транзистора T_7 . Управляет выходным каскадом предварительный усилитель, выполненный по двухтактной схеме с несимметричным выходом. Симметрия управляющих напряжений достигается съемом их с эмиттера и коллектора транзисторов предвыходного каскада. Выходной каскад, соответствующий рис. 6.13б, применен в ГКР телевизора GE-BA (рис. 6.10). Включение эмиттерных резисторов R_{16} , R_{17} способствует улучшению линейности тока и стабильности каскада за счет отрицательной обратной связи. Управляющие напряжения для транзисторов T_3 , T_4 снимаются с выводов коллекторного резистора R_{13} транзистора T_2 предвыходного каскада.

В рассмотренных двухтактных каскадах импульсы напряжения на нагрузке, имеющие место во время обратного хода, по амплитуде не могут превышать напряжение питания каскада, которое обычно составляет 12 В и редко превышает 30 В. Такой величины импульсов не всегда достаточно для гашения электронного луча кинескопа. Поэтому приходится принимать меры для получения импульсов нужной амплитуды или производить гашение другими методами, отличными от обычных. Применяются в основном два способа гашения в ГКР с двухтактными бестрансформаторными каскадами. Первый состоит в применении дополнительного каскада усиления импульсов обратного хода, питающегося достаточно высоким напряжением. При втором способе запирающие импульсы небольшой амплитуды с выходного каскада подаются на один из каскадов усилителя видеосигналов тракта изображения. Первый способ имеет существенный недостаток, состоящий в усложнении схемы ГКР из-за необходимости применения дополнительного каскада гашения. Этот недостаток устранен в схеме ГКР, изображенной на рис. 6.6. В ней второй транзистор T_2 мультивибратора выполнен на достаточно высоковольтном транзисторе типа KT601A и питается напряжением +80 В, которое создается путем выпрямления импульсов обратного хода строчной развертки (и также используется для питания выходного каскада УВС). В результате на коллекторе T_2 развиваются импульсы напряжения с амплитудой около 70 В. Через диод D_4 они подаются на модулятор кинескопа.

Выходной каскад с токостабилизирующим транзистором. Существенный недостаток рассмотренных двухтактных каскадов состоит в сложности получения отклоняющего тока достаточно высокой линейности. Этот недостаток устраняется в каскаде с токостабилизирующим транзистором, схема которого приведена

на рис. 6.14 [23, 24]. Основной транзистор T_2 этого каскада работает в режиме класса А. В его коллекторную цепь вместо дросселя включен токостабилизирующий транзистор T_3 . Так как каскад работает в режиме А и часть питающего напряжения падает на транзистор T_3 , то этот каскад по энергетическим показателям существенно уступает двухтактным каскадам. Однако, уступая в экономичности, он обеспечивает высокую линейность отклоняющего тока. Коллекторный ток транзистора T_2 во время прямого хода остается практически неизменным. Это достигается включением блокирующего конденсатора C_2 сравнительно большой емкости, поддерживающего постоянным напряжение база — эмиттер транзистора T_2 . Резистор R_3 повышает сопротивление база — эмиттер T_3 и способствует снижению необходимой емкости блокирующего конденсатора.

Постоянная составляющая тока протекает через транзистор T_3 , а переменная составляющая вследствие высокого входного сопротивления T_3 — через отклоняющие катушки. Для повышения стабильности работы выходного каскада и уменьшения нелинейных искажений используется обратная связь через резистор R_5 . Согласование низкого входного сопротивления выходного каскада с сопротивлением формирователя пилообразного напряжения осуществляется с помощью эмиттерного повторителя на транзисторе T_1 .

На транзисторе T_3 рассеивается значительная мощность, резко уменьшить которую можно за счет включения в его коллекторную цепь диода D_1 , зашунтированного конденсатором C_4 . Во время прямого хода развертки диод D_1 открыт и обеспечивает нормальную работу схемы. В начале обратного хода транзистор T_2 закрывается. Быстрое изменение направления отклоняющего тока приводит к возникновению на индуктивности отклоняющих катушек интенсивных импульсов напряжения. Как только амплитуда этого импульса превысит напряжение источника питания, диод D_1 закрывается и C_4 подключается параллельно отклоняющим катушкам через инверсно включенный транзистор T_3 и источник

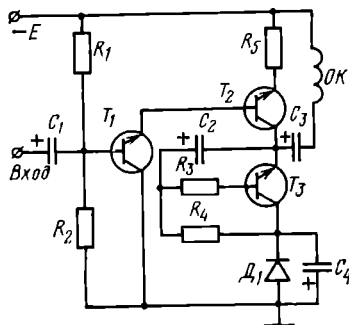


Рис. 6.14. Принципиальная схема выходного каскада ГР с токостабилизирующим транзистором

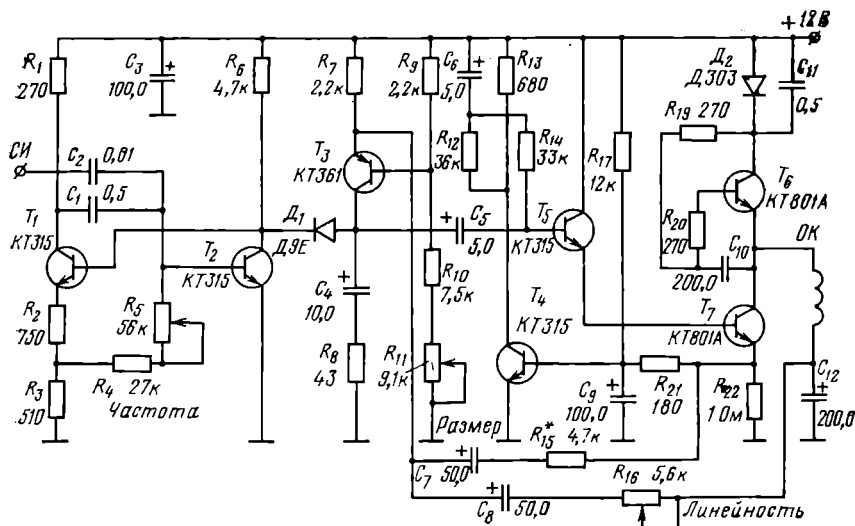


Рис. 6.15. Принципиальная схема ГР с токостабилизирующим транзистором в выходном каскаде

питания E , образуя с индуктивностью L_K резонансный контур. В нем за счет энергии, накопленной в индуктивности катушек, возникает колебательный процесс. Благодаря ему часть энергии возвращается в источник питания, что улучшает энергетические характеристики каскада. Практическая схема ГКР с токостабилизирующим транзистором в выходном каскаде показана на рис. 6.15. Выходной каскад ее построен по схеме рис. 6.14 и обеспечивает отклоняющий ток необходимого размаха для кинескопа 23ЛК13Б при использовании сравнительно низкоомных отклоняющих катушек с сопротивлением 8—12 Ом. Искажения линейности по вертикали не превышают 3%. Задающий генератор выполнен по схеме мультивибратора на двух транзисторах — T_1 , T_2 . Интегрирующая цепь образована элементами R_1 , T_3 , C_1 , R_8 . Транзистор T_3 выполняет роль нелинейного регулируемого сопротивления, позволяющего улучшить линейность пилообразного напряжения при заряде конденсатора C_1 . Принцип действия этого транзистора аналогичен стабилизатору тока. Рассмотренную схему ГКР целесообразно применять в ста-

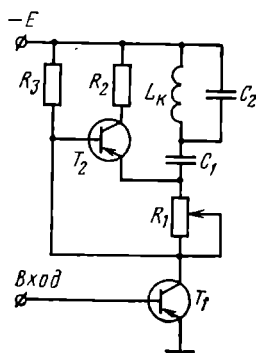


Рис. 6.16. Принципиальная схема квазиключевого выходного каскада ГКР

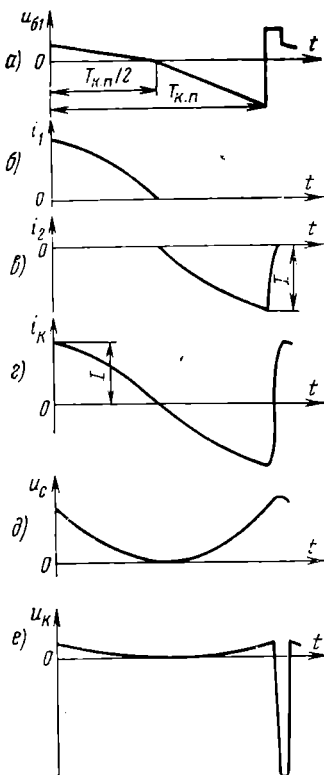


Рис. 6.17. Осциллограммы напряжений и токов в квазиключевом каскаде: а — напряжение на базе T_1 ; б — ток коллектора T_2 ; в — ток коллектора T_1 ; г — отклоняющий ток; д — напряжение на накопительном конденсаторе C_1 ; е — напряжение на катушках

ционарных портативных телевизорах, питающихся только от сети переменного тока, к которым не предъявляется высоких требований по экономичности.

Квазиключевой выходной каскад. В процессе дальнейшего совершенствования ГКР был разработан экономичный выходной каскад, использующий квазиключевой принцип формирования отклоняющего тока [26], который можно считать несколько видоизмененным принципом симметричного ключа, повсеместно применяемым в генераторе строчной развертки. На рис. 6.16 приведена принципиальная схема такого каскада. Он содержит следующие основные элементы: основной T_1 и демпферный T_2 транзисторы, отклоняющие катушки L_K , накопительный конденсатор C_1 и конденсатор обратного хода C_2 . Принцип работы каскада поясняется эпюрами напряжений и токов, представленными на рис. 6.17. Качественное описание процесса формирования отклоняющего тока в рассматриваемом выходном каскаде удобно начать со второй половины прямого хода,

Для нормальной работы каскада в базовую цепь основного транзистора T_1 во время прямого хода развертки необходимо подать управляющее напряжение от предвыходного каскада, по форме соответствующее рис. 6.17а. Под воздействием напряжения такой формы транзистор T_1 запирается во время первой половины прямого хода и открывается во время второй его половины. В момент времени, примерно равный $T_{к.п}/2$, транзистор T_1 отпирается под действием управляющего напряжения $u_{б1}$ и через его коллекторную цепь начинает протекать нарастающий ток i_2 (рис. 6.17в). На резисторе R_1 этот ток создаст падение напряжения, запирающее транзистор T_2 . Режим транзистора T_1 по постоянному току определяется резистором R_3 . Таким образом, во время работы транзистора T_1 демпферный транзистор T_2 закрыт и не влияет на процесс формирования тока во время второй половины прямого хода.

Процесс нарастания отклоняющего тока во время второй половины прямого хода определяется последовательной цепью, состоящей из индуктивности L_k , конденсатора C_1 и резистора R_1 , к которой через открытый транзистор T_1 приложено напряжение E источника питания. На характере изменения отклоняющего тока i_k (рис. 6.17г) сказывается заряд конденсатора C_1 , напряжение на котором достигает максимума к концу прямого хода (рис. 6.17д). В это время ток транзистора T_1 (следовательно, и отклоняющий ток i_k) достигает максимального значения I . Влиянием конденсатора C_2 на процесс формирования отклоняющего тока во время прямого хода можно пренебречь.

К концу прямого хода ($t = T_{к.п}$) на базу транзистора T_1 поступает запирающий скачок напряжения (см. рис. 6.17а) и в контуре, образованном параллельно соединенными катушкой L_k и конденсатором C_2 , возникают колебания, обусловленные запасом энергии в индуктивности L_k . Величины L_k и C_2 подобраны таким образом, что половина периода колебаний в контуре равна длительности обратного хода кадровой развертки $T_{к.о}$. Вследствие колебательного процесса на контуре возникают синусоидальные импульсы напряжения (рис. 6.17е), которые в сумме с напряжением на конденсаторе C_1 прикладываются между коллектором и эмиттером демпферного транзистора T_2 , способствуя его запираанию.

По окончании половины периода колебаний, когда напряжение на контуре изменит знак и превысит напряжение на накопительном конденсаторе C_1 , открывается транзистор T_2 , так как к этому моменту на его базе действует небольшое отпирающее напряжение, образованное на резисторе R_1 за счет разряда конденсатора C_1 через делитель на резисторах R_1 , R_3 . Дальнейший ход процесса характеризуется разрядом конденсатора C_1 через открытый транзистор T_2 , резистор R_2 и индуктивность L_k . При этом формируется отклоняющий ток первой половины прямого хода. Изменение коллекторного тока демпферного транзистора показано на рис. 6.17б. Напомним, что во время первой половины прямого хода транзистор T_1 заперт управляющим напряжением $u_{б1}$ (см. рис. 6.17а). По мере разряда конденсатора C_1 (см. рис. 6.17д) отпирающее напряжение на базе транзистора T_2 уменьшается, обуславливая тенденцию его запираания. На характер изменения отклоняющего тока во время первой половины прямого хода влияет также энергия, запасенная в индуктивности L_k к концу обратного хода. К середине прямого хода ток i_1 транзистора T_2 стремится к нулю и транзистор закрывается. Далее под действием базового напряжения (см. рис. 6.17а) отпирается транзистор T_1 , и цикл формирования отклоняющего тока повторяется.

Потенциометр R_1 , включенный в коллекторную цепь транзистора T_2 , влияет на процесс заряда конденсатора C_1 и, следовательно, на линейность отклоняющего тока во второй половине прямого хода. Резистор R_2 влияет на разряд конденсатора C_1 , определяя линейность тока первой половины прямого хода. На линейность тока в определенной степени влияет также форма управляющего напряжения $u_{б1}$. Подбором сопротивлений R_1 , R_2 и формы управляющего напряжения можно получить необходимую S-образную форму отклоняющего тока на прямом ходу (см. рис. 6.17г), обеспечивающую высокую линейность изображения по вертикали.

Наличие добавочных сопротивлений в цепи формирования отклоняющего тока является принципиальным для рассматриваемой схемы, так как позволяет практически реализовать в выходном каскаде кадровой развертки принцип, близкий к принципу симметричного ключа. Выше отмечалось, что непосред-

венная реализация этого принципа в кадровой развертке возможна при использовании низкоомной отклоняющей системы с достаточно большой индуктивностью катушек, т. е. с большой постоянной времени. Присутствие добавочного резистора, включенного последовательно с отклоняющими катушками, позволяет, во-первых, применить низкоомную отклоняющую систему с приемлемой величиной индуктивности и, во-вторых, обеспечить необходимую линейность изображения. В предлагаемом каскаде кадровой развертки формирование тока производится в два этапа двумя различными цепями (заряда и разряда).

Рассматриваемая схема выходного каскада ГКР обладает существенными преимуществами по сравнению с лучшими бестрансформаторными (бездрозсельными) вариантами, использующими двухтактный принцип усиления. Основное преимущество рассмотренного каскада состоит в его экономичности. Из приведенного анализа принципа работы схемы видно, что каскад потребляет энергию от источника питания только в течение второй половины прямого хода, когда происходит заряд накопительного конденсатора. Это говорит о том, что теоретически при одинаковой амплитуде отклоняющего тока квазиключевой каскад потребляет в 2 раза меньшую мощность, чем двухтактный.

Применение ключевого каскада позволяет существенно упростить схему предвыходных каскадов ГКР. Это возможно потому, что форма отклоняющего тока определяется в основном параметрами выходного каскада и, следовательно, не предъявляется жестких требований к форме управляющего сигнала. В связи с этим отпадает необходимость в неизбежных в современных схемах сложных цепях обратной связи, формирующих управляющее напряжение. Упрощается также процесс регулировки основных параметров кадровой развертки — размера кадра и линейности по вертикали. В значительной степени ослабляется взаимозависимость регулировок, так как размер кадра можно регулировать изменением амплитуды управляющего напряжения, а линейность — потенциометрами в цепях заряда и разряда накопительного конденсатора.

Положительным качеством рассматриваемого выходного каскада является также то, что в нем, в отличие от двухтактного каскада с симметричным входом, используются транзисторы одинаковой проводимости. Это способствует унификации схемы и выполнению каскада в виде интегрального узла. Решение последней проблемы, весьма актуальной в настоящее время, облегчается также благодаря сравнительно небольшой рассеиваемой мощности, что является определяющим фактором при создании мощных каскадов в интегральном исполнении.

Как известно, серьезной проблемой при разработке современных схем ГКР является обеспечение требуемой (достаточно малой) длительности обратного хода при сохранении на должном уровне других качественных показателей. В рассматриваемом каскаде такой проблемы не существует, так как при колебательном процессе подбором емкости конденсатора C_2 можно легко получить заданную длительность обратного хода.

Как отмечалось, при использовании двухтактных бестрансформаторных каскадов в ГКР возникают серьезные трудности с гашением обратного хода кадровой развертки, так как в таких каскадах импульсы напряжения на отклоняющих катушках по амплитуде не могут превысить напряжения питания. Вследствие этого, как правило, не обеспечивается надежное запираание электронного луча применяемого кинескопа. Чтобы осуществить гашение обратного хода, часто приходится применять дополнительный усилительный каскад, питаемый достаточно большим напряжением. Все это приводит к значительному усложнению ГКР. Рассматриваемый выходной каскад ГКР свободен от указанного недостатка, так как благодаря колебательному процессу во время обратного хода он позволяет получить на отклоняющих катушках импульсы напряжения достаточно большой амплитуды. Например, для схемы ГКР, питающейся напряжением 12 В, при стандартных значениях $T_K = 20$ мс и $T_{K.0} = 1,5$ мс амплитуда импульсов обратного хода достигает 40—60 В, чего вполне достаточно для запираания луча современных малогабаритных кинескопов. На рис. 6.18 приведена практическая схема ГКР с квазиключевым выходным каскадом, предназначенная для отклонения луча в кинескопе типа 23ЛК13Б, используемом в телевизоре «Юность-603». В этой схеме на транзисторе T_1 собран блокинг-генератор, управляющий разрядным каскадом T_2 . Согласующий эмиттерный повторитель T_3 используется также для регулировки размера изображения по вертикали.

Диод D_1 , включенный в базовую цепь второго эмиттерного повторителя T_4 , позволяет сформировать управляющие импульсы напряжения необходимой формы (см. рис. 6.17а).

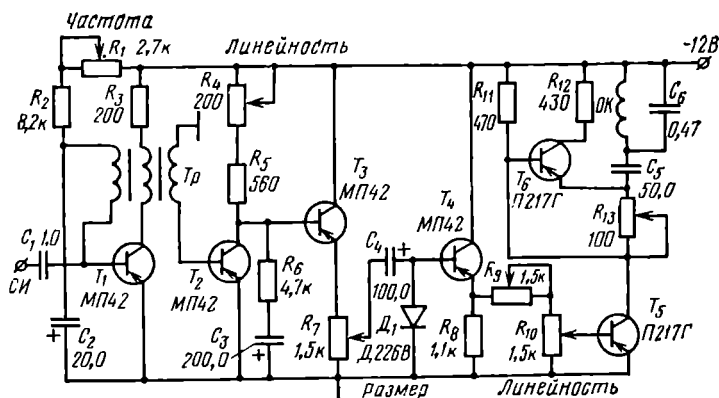


Рис. 6.18. Принципиальная схема ГКР с квазиключевым выходным каскадом

6.4. Промежуточные каскады и цепи линейризации

Промежуточные усилители ГКР портативных телевизоров предназначены для усиления по мощности пилообразного сигнала, полученного задающим генератором или разрядным каскадом. Необходимость в промежуточных усилителях обусловлена тем, что выходной каскад требует достаточно мощного управляющего сигнала, а задающий генератор является маломощным (его в этом случае легче засинхронизировать). Наряду с основной указанной функцией промежуточный усилитель обеспечивает согласование выходного каскада с задающим генератором (разрядным каскадом), участвует в формировании управляющего напряжения, преобразует в случае необходимости напряжение в ток, обеспечивает температурную стабильность работы ГКР и регулировку размера и линейности изображения по вертикали.

Особенности построения промежуточных усилителей определяются прежде всего особенностями выходного каскада: принципом и режимом его работы, выходной мощностью, способом включения транзисторов. На построение промежуточных усилителей влияют также особенности задающего генератора, способы получения пилообразного напряжения и его линейризации. В зависимости от мощности ГКР промежуточный усилитель может быть двухкаскадным или однокаскадным. В маломощных ГКР миниатюрных портативных телевизоров промежуточный усилитель может отсутствовать вообще, как, например, в схеме рис. 6.8. В ГКР с дроссельным (трансформаторным) выходным каскадом в режиме класса А предвыходной каскад промежуточного усилителя может выполняться по схеме с общим эмиттером (T_3 на рис. 6.5) или с общим коллектором (T_2 на рис. 6.9). В аналогичном по режиму работы выходном каскаде с токостабилизирующим транзистором предвыходной каскад, как правило, выполняется по схеме с общим коллектором (T_5 на рис. 6.15).

С точки зрения формирования управляющего напряжения предвыходной каскад ГКР предпочтительнее выполнять по схеме с общим эмиттером, так как такой каскад допускает довольно большой коэффициент отрицательной обратной связи. Недостаток каскада с общим эмиттером состоит в температурной неустойчивости режима. С целью повышения его стабильности в эмиттерную цепь транзистора этого каскада включают резистор небольшого сопротивления (R_{15} , R_{16} на рис. 6.5). Часто этот резистор используется для введения напряжения обратной связи. Недостаток каскада с общим эмиттером состоит также в небольшом входном сопротивлении, затрудняющем согласование с пилообразующей цепью. Чтобы получить достаточно линейное напряжение на этой цепи,

ток управления промежуточным усилителем должен быть намного меньше тока заряда интегрирующего конденсатора. Для выполнения этого условия в схеме рис. 6.5 на входе промежуточного усилителя включен эмиттерный повторитель T_2 . Благодаря большому входному сопротивлению он не шунтирует интегрирующую цепь R_6, R_7, C_3 . В схеме рис. 6.9 промежуточный усилитель представляет собой один каскад T_2 , выполненный по схеме эмиттерного повторителя, так же как и в схеме рис. 6.15. В ГКР рис. 6.18 в промежуточном усилителе применен двухкаскадный эмиттерный повторитель на транзисторах T_3, T_4 .

Предвыходной каскад ГКР с двухтактным выходом может быть парафазным, двухтактным, собранным по схеме с общим эмиттером или общим коллектором.

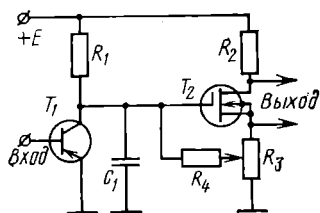


Рис. 6.19. Принципиальная схема предвыходного каскада на полевом транзисторе

и вместо электролитического включить более стабильный бумажный конденсатор.

В ГКР рис. 6.7 предвыходной каскад выполнен по двухтактной схеме с несимметричным входом на транзисторах T_4, T_6 . Симметрия управления выходным каскадом достигается подключением базовых цепей транзисторов T_5, T_7 соответственно к эмиттеру и коллектору транзисторов предвыходного каскада. Терморезисторы R_{12}, R_{13} стабилизируют режим возбуждения выходного каскада, что снижает зависимость линейности изображения от температуры. В ГКР, в котором двухтактный выходной каскад имеет несимметричный вход, транзистор предвыходного каскада, как правило, включается по схеме с общим эмиттером (T_2 на рис. 6.10).

Цепи линейаризации. С целью получения управляющего напряжения необходимой формы в ГКР портативных телевизоров применяют формирующие RC -цепи и отрицательные обратные связи как пассивные, так и с активными элементами. В ГКР с дроссельным выходным каскадом требуется пилообразно-параболическое управляющее напряжение. Такое напряжение можно получить путем повторного интегрирования пилообразного напряжения. В ГКР телевизора «Юность-603» (см. рис. 6.5) пилообразное напряжение создается интегрирующей цепью R_6, R_7, C_3 . К эмиттерному повторителю T_2 через разделительный конденсатор C_5 подключена вторая интегрирующая цепь, образованная элементами $R_{11}, R_{12}, R_{10}, R_9, C_6$. Эта цепь будет интегрирующей, когда $(R_{11}+R_{12}) \gg (R_9 + R_{10})$ и $(R_{11}+R_{12})C_6 \gg T_k$. При подаче на вход такой цепи пилообразного напряжения на ее выходе будет создаваться напряжение пилообразно-параболической формы. Если $(R_9+R_{10}) \gg (R_{11}+R_{12})$ и $(R_{11}+R_{12})C_6 \ll T_k$, то на выходе цепи напряжение будет пилообразным, так же как на входе. Меняя соотношения сопротивлений в этой цепи потенциометрами R_9, R_{12} , добиваются необходимых размаха и формы выходного напряжения. При значениях сопротивлений указанных резисторов, принятых в схеме рис. 6.5, выходное напряжение второй интегрирующей цепи имеет небольшую параболическую составляющую с минимумом в начале прямого хода. Поэтому потенциометр R_9 регулирует в основном линейность изображения верхней части раstra. Линейность изображения нижней части раstra регулируют потенциометром R_{17} , входящим в состав базового делителя выходного каскада. При этом меняют смещение на базе и выбирают нужное положение рабочей точки на нагрузочной характеристике каскада, обеспечивающее высокую линейность изображения. Получению нужной формы управляющего напряжения способствует цепь обратной связи, образованная подключением отклоняющих катушек к источнику питания через резистор R_{15} небольшого сопротивления, находящийся в эмиттерной цепи транзистора предвыходного каскада.

В ГКР для получения требуемой линейности изображения часто применяется отрицательная связь с выхода на вход выходного или предвыходного каскада. Имеется большое разнообразие вариантов построения таких цепей (см. рис. 6.6, 6.10, 6.11). Однако иногда применяются цепи положительной обратной связи, как, например, использованная в схеме ГКР рис. 6.9. Эту цепь целесообразно применять в ГКР с дроссельным выходным каскадом со сравнительно небольшой индуктивностью дросселя. В этом случае пилообразно-параболическое управляющее напряжение в начале прямого хода должно иметь отрицательную крутизну. Цепь, примененная в схеме рис. 6.9, обеспечивает такую форму управляющего напряжения. Она образована резисторами R_6 , R_7 , соединяющими эмиттер выходного каскада с конденсаторами C_6 , C_7 , входящими в состав пилообразующей цепи. На входе цепи положительной обратной связи действует пилообразно-параболическое напряжение, снимаемое с эмиттерного резистора R_{11} . Оно суммируется с пилообразно-экспоненциальным напряжением интегрирующей цепи, компенсируя искажения линейности.

Как было показано с помощью схем рис. 6.2а, в, искажения пилообразного напряжения на выходе задающего генератора (разрядного каскада) носят экспоненциальный характер. Они возникают потому, что в процессе заряда конденсатора интегрирующей цепи растет падение напряжения на резисторе этой цепи. Если обеспечить постоянство напряжения на конденсаторе в процессе его заряда, то напряжение на нем будет линейным. На этом принципе основана работа корректирующих цепей, питаемых изменяющимся напряжением. Например, в схеме рис. 6.15 последовательно с зарядным резистором R_7 интегрирующей цепи включен транзистор T_3 , стабилизирующий напряжение на конденсаторе C_4 . Управление этим транзистором осуществляется по эмиттеру с помощью цепей обратной связи C_7 , R_{15} и C_8 , R_{16} . Изменение постоянного напряжения смещения на базе T_3 с помощью потенциометра R_{11} вызывает изменение размера изображения по вертикали. В схеме рис. 6.15 управляющее напряжение линейризуется цепью обратной связи, образованной транзистором T_4 . Проинтегрированное с помощью цепи R_{21} , C_9 пилообразное напряжение изменяет фазу в каскаде на транзисторе T_4 , вторично интегрируется цепью R_{12} , C_6 и на базе транзистора T_5 суммируется с исходным пилообразным напряжением. Линеаризация пилообразного напряжения с помощью активной цепи обратной связи применена также в схеме рис. 6.7. В ней в эмиттер транзистора T_2 задающего генератора включен линеаризирующий транзистор T_3 , управление которым производится с помощью цепи обратной связи R_9 , C_5 , R_8 .

6.5. Генераторы кадровой развертки на интегральных микросхемах

В некоторых современных моделях портативных телевизоров ГКР выполняются с применением ИС. При этом встречаются три варианта построения ГКР. В телевизорах ранних выпусков на ИС выполнялся задающий генератор кадровой развертки. Затем были разработаны более мощные ИС для выходных каскадов. В настоящее время имеются комплексные ИС достаточной мощности, позволяющие полностью собрать ГКР для портативных телевизоров с любыми размерами экранов.

На рис. 6.20 показана схема ГКР телевизора TR-001, выполненная на двух ИС. На ИС типа SN 054 собраны задающий генератор по схеме мультивибратора и разрядный каскад. На ИС типа AP 055 собраны предвыходной и выходной каскады, а также каскад формирования гасящих импульсов. Мультивибратор с эмиттерной связью на транзисторах T_1 , T_2 , в принципе, соответствует схеме рис. 6.4б. Он вырабатывает короткие импульсы длительностью примерно 1 мс. Положительные импульсы с разделенной нагрузки транзистора T_2 мультивибратора управляют разрядным транзистором T_3 , выполняющим роль ключа в формирователе пилообразного напряжения. В состав интегрирующей цепи входят элементы: R_{12} , R_{13} , C_6 , C_7 . Конденсатор C_7 служит для введения отрицательной обратной связи. Конденсатор C_6 заряжается от источника питания, когда транзистор T_3 заперт. Открываясь во время обратного хода, он разряжает C_6 . Размах пилообразного напряжения регулируется потенциометром R_{13} . Пилообразное напряжение усиливается предвыходным каскадом на транзисторе

T_4 . С целью получения наилучшей линейности изображения положение его рабочей точки регулируется потенциометром R_{14} . Выходной каскад на транзисторах T_5, T_6 выполнен по двухтактной схеме с несимметричным входом и выходом.

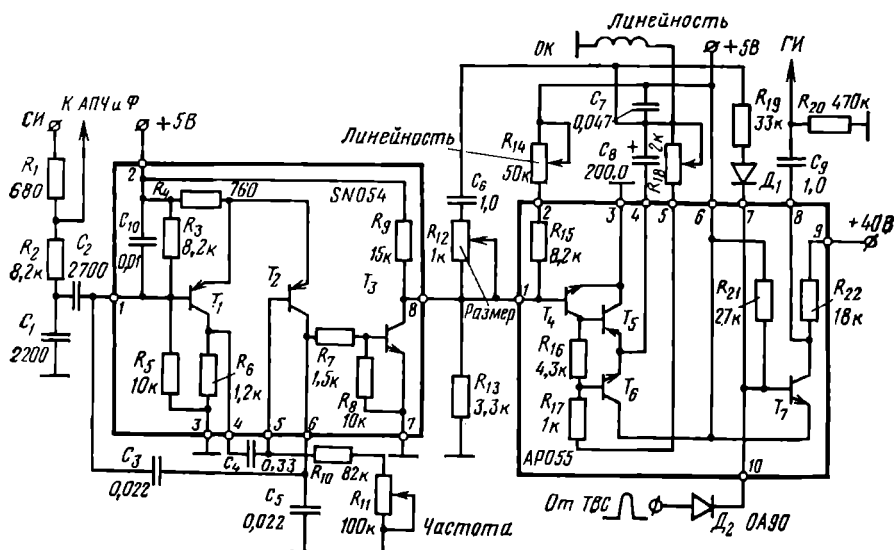


Рис. 6.20. Принципиальная схема ГКР на двух интегральных микросхемах

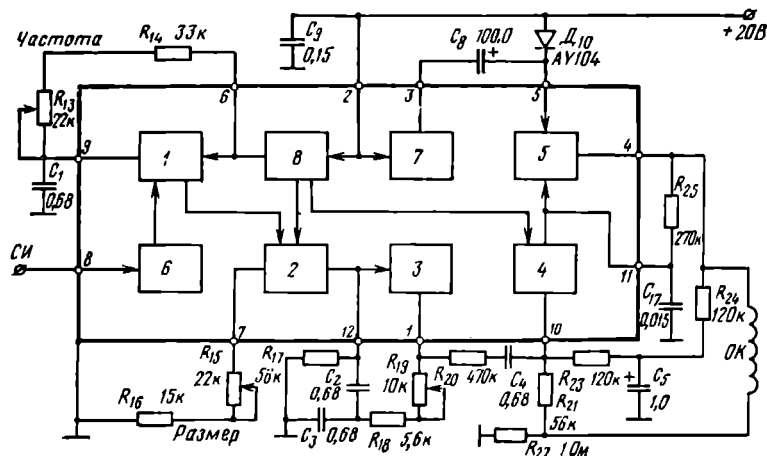


Рис. 6.21. Генератор кадровой развертки на комплексной ИС типа TDA1170: 1 — задающий генератор; 2 — формирователь пилообразного напряжения; 3 — буферный каскад; 4 — предвыходной каскад; 5 — выходной каскад; 6 — цепь синхронизации; 7 — генератор импульсов обратного хода; 8 — стабилизатор напряжения

дом. Цепь обратной связи с нагрузки на базу T_6 (резисторы R_{17}, R_{18}) линеаризует отклоняющий ток. Размах отклоняющего тока рассматриваемого ГКР составляет 110 мА при среднем токе выходного каскада 30 мА. Положительные импульсы напряжения, возникающие на отклоняющих катушках во время обратного хода, через R_{18} и D_1 подаются на базу транзистора T_7 каскада гашения.

Сюда же поступают положительные импульсы строчной развертки. Благодаря напряжению питания каскада гашения $+40$ В на его коллекторе образуется смесь кадровых и строчных гасящих импульсов достаточной амплитуды.

На рис. 6.21 приведена схема ГKP на одной комплексной ИС типа TDA1170, обеспечивающая развертку по вертикали в кинескопах портативных телевизоров с размерами по диагонали до 50 см. При напряжении питания 20 В и работе с отклоняющими катушками, имеющими $R_k=10$ Ом и $L_k=20$ мГ, генератор обеспечивает размах отклоняющего тока до 1 А. Потребляемый ток при этом составляет 150 мА. Длительность обратного хода не превышает 0,75 мс. Интегральная схема TDA1170 включает в себя задающий генератор 1, формирователь пилообразного напряжения 2, буферный каскад 3 промежуточного усилителя, предвыходной каскад 4, выходной каскад 5, цепь синхронизации 6, генератор импульсов обратного хода 7, стабилизатор напряжения питания 8.

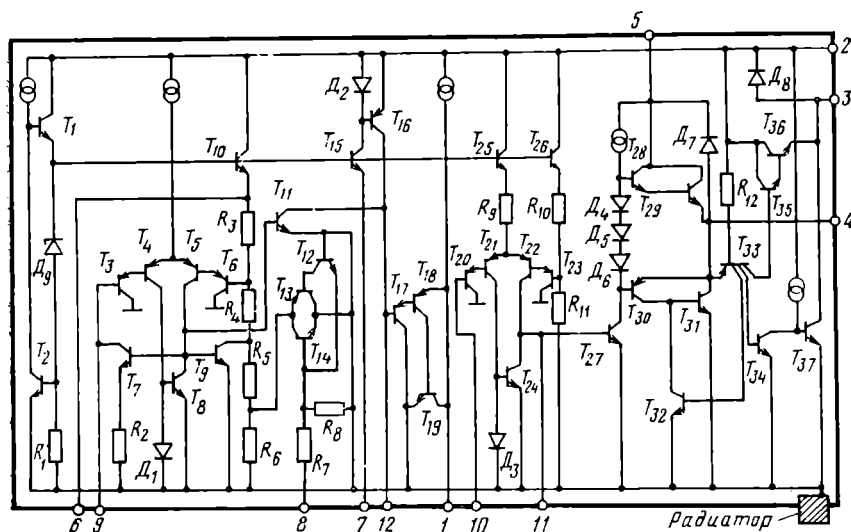


Рис. 6.22. Принципиальная схема интегрального микрочипа типа TDA1170

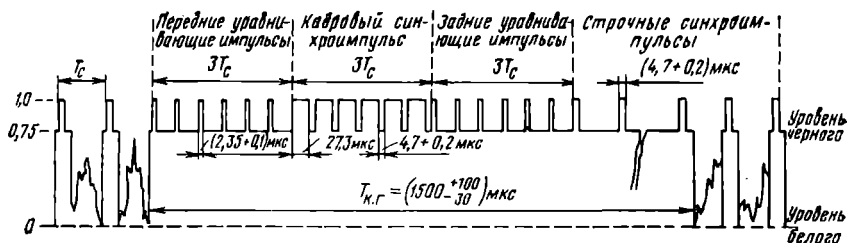
Электрическая схема интегрального микрочипа приведена на рис. 6.22. Цепь синхронизации выполнена на транзисторах T_{12} , T_{13} , T_{14} . Через нее синхронимпульсы подаются на задающий генератор, выполненный на транзисторах T_3 — T_9 по схеме дифференциального усилителя с самовозбуждением. Задающий генератор может синхронизироваться как положительными, так и отрицательными синхронимпульсами. Положительный синхронимпульс отпирает транзистор T_{14} и проходит на задающий генератор. Если импульс имеет отрицательную полярность, то он проходит через транзистор T_{13} . Цепь синхронизации обеспечивает также подавление импульсных помех, проникающих вместе с синхронимпульсами. Частота задающего генератора зависит от постоянной времени внешней цепи R_{13} , R_{14} , C_1 (см. рис. 6.21).

Формирователь пилообразного напряжения, собранный на транзисторах T_{11} , T_{15} — T_{19} , управляется короткими прямоугольными импульсами, поступающими с задающего генератора на базу ключевого транзистора T_{11} . Пилообразующая цепь образована транзистором T_{16} и конденсаторами C_2 , C_3 (см. рис. 6.21). При отсутствии импульсов с задающего генератора конденсаторы C_2 , C_3 через транзистор T_{16} заряжаются от источника питания $+20$ В. Сопротивление заряда регулируется с помощью резистора R_{15} , который выполняет роль регулятора размера изображения по вертикали. Во время обратного хода транзистор T_{11} открывается положительными импульсами и заряжает конденсаторы C_2 , C_3 . Каскады на транзисторах T_{17} , T_{18} , T_{19} формируют напряжение коррекции, кото-

Предвыходной каскад выполнен на транзисторах $T_{20}—T_{24}$ по схеме дифференциального усилителя. На его вход (точка 10) через цепь R_{20} , C_4 с буферного каскада поступает пилообразный сигнал. Выходной каскад собран по двухтактной схеме с несимметричным входом на составных транзисторах T_{28} , T_{29} и T_{30} , T_{31} . Прямоугольные импульсы обратного хода вырабатываются отдельным генератором на транзисторах $T_{32}—T_{37}$ и подаются на вход выходного каскада, где суммируются с пилообразным напряжением. Такой метод формирования пилообразно-импульсного напряжения позволяет получить достаточно малую длительность обратного хода развертки. Благодаря применению вольтодобавки в этом генераторе удается получить импульсы обратного хода, почти в 2 раза превышающие напряжение питания. В состав схемы стабилизации питающих напряжений входят транзисторы T_1 , T_2 , T_{10} , T_{25} , T_{26} .

УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ ГЕНЕРАТОРОВ РАЗВЕРТКИ

Особенности синхронизации генераторов развертки портативных телевизоров определяются, во-первых, параметрами синхросигнала, присущими конкретному телевизионному стандарту, и, во-вторых, специфическими требованиями к устройствам синхронизации, связанными с условиями эксплуатации портативных телевизоров. Общая задача устройств синхронизации состоит в обеспечении стабильной и помехоустойчивой работы задающих генераторов развертки на строго определенных частотах, которые задают строчные и кадровые

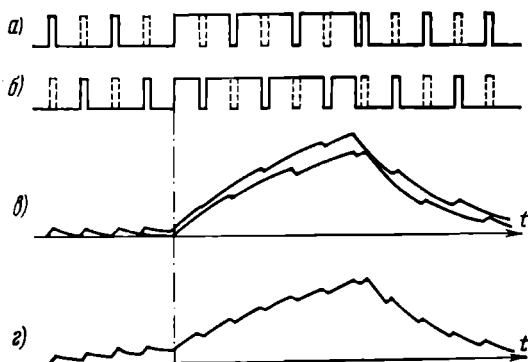


синхросигналы, находящиеся в составе принимаемого полного видеосигнала. На рис. 7.1 показана форма видеосигнала на стыке двух смежных полей изображения для отечественного телевизионного стандарта, которая регламентируется ГОСТ 7845—72 [27]. В разработке формы синхросигнала в советском телевизионном стандарте и в большинстве зарубежных телевизионных стандартов учитывались все факторы, которые даже в малой степени могут повлиять на точность синхронизации. При этом предполагалось, что для выделения и разделения строчных и кадровых синхросигналов в приемнике будут применены простейшие дифференцирующие и интегрирующие цепи.

Полный видеосигнал рис. 7.1 содержит строчные синхроимпульсы длительностью 4,7 мкс и кадровые синхроимпульсы длительностью $3T_c = 3 \cdot 64 = 192$ мкс. Эти импульсы передаются во время обратного хода соответственно строчной и кадровой разверток. Чтобы не нарушалась строчная синхронизация во время

обратного хода кадровой развертки, кадровый синхронимпульс имеет врезки длительностью 4,7 мкс, а перед ним и после него передаются уравнивающие импульсы длительностью 2,35 мкс. Частота следования уравнивающих импульсов и врезок в 2 раза выше строчной частоты, что необходимо для получения высокого качества синхронизации при чересстрочной развертке. Чересстрочная развертка, повсеместно принятая в телевизионном вещании, как известно, характеризуется передачей одного кадра двумя полями. При этом строки одного поля должны располагаться посередине между строками другого поля. При нечетном количестве строк в кадре начала двух смежных полей сдвинуты по фазе. Этот сдвиг соответствует промежутку времени $T_c/2 = 64/2 = 32$ мкс. В результате фронт кадрового синхронимпульса одного поля совпадает с фронтом строчного синхронимпульса (рис. 7.2а), а фронт другого поля приходится на середину

Рис. 7.2. Синхросигнал второго (а) и первого (б) полей кадровой развертки и вид выделенных кадровых синхронимпульсов смежных полей при отсутствии уравнивающих импульсов (в) и при их наличии (г)



периода строчной развертки (рис. 7.2б). Из-за такого расположения передаваемых синхронимпульсов возможен небольшой сдвиг по фазе кадровых синхронимпульсов двух смежных полей, выделяемых соответствующей интегрирующей цепью телевизора. Отличается также крутизна фронта этих импульсов (рис. 7.2в). Это приводит к нарушению взаимного положения строк раstra, выражающемуся в ухудшении вертикальной четкости изображения. Для устранения отмеченного явления в синхросигнал введены импульсы, обозначенные на рис. 7.2а, б пунктиром. При их наличии выделенные кадровые синхронимпульсы двух смежных полей идентичны по фазе и форме (рис. 7.2г), а это обеспечивает нужную точность чересстрочной развертки в телевизоре.

Особенности эксплуатации портативных транзисторных телевизоров предъявляют довольно жесткие требования к устройствам синхронизации, что, естественно, отражается на их построении. Несмотря на применение эффективных АРУ в приемном тракте, видеосигнал на выходе видеодетектора может значительно изменяться по размаху, особенно при работе телевизора на подвижных объектах и на сравнительно больших расстояниях от передающей станции. На входе устройств синхронизации размах видеосигнала может также изменяться, если его снимать с выхода регулятора контрастности УВС. В обоих случаях должна обеспечиваться надежная синхронизация при значительных изменениях размаха входного видеосигнала. В процессе эксплуатации видеосигнал, поступающий на вход устройств синхронизации, претерпевает определенные искажения. Например, они могут возникнуть из-за отражений в высокочастотном блоке телевизора, из-за неточной настройки гетеродина селектора каналов и т. п. В результате искажается также форма синхросигнала. Эти искажения не должны вызывать заметного ухудшения качества синхронизации. Для портативных телевизоров характерен режим работы в условиях повышенного уровня помех. Поэтому в устройствах синхронизации должны быть приняты меры по ослаблению их влияния на качество синхронизации. При эксплуатации портативных телевизоров, особенно при его питании от автономного аккумулятора, возможны значительные изменения питающего напряжения, что может привести к ухудшению синхронизации. Во избежание этого применяют соответст-

вующие меры по стабилизации питающих напряжений и режимов работы отдельных элементов устройства синхронизации. Предусматривают также температурную стабилизацию режимов работы, так как диапазон рабочих температур для портативных телевизоров достигает $-40 \div +60^\circ$. Очевидно, что устройства синхронизации должны быть разработаны так, чтобы синхронизация сохранялась, несмотря на уходы собственных частот задающих генераторов.

Структурная схема блока синхронизации. Основными функциями, которые должен осуществить блок синхронизации, являются следующие: отделение синхросигнала, состоящего из смеси строчных и кадровых синхроимпульсов, от полного видеосигнала; разделение строчных и кадровых синхроимпульсов; осуществление ими синхронизации задающих генераторов развертки. Первая функция выполняется амплитудным селектором (АС), представленным блоком 3 на рис. 7.3. Выделение кадровых синхроимпульсов из синхросмеси производится интегрирующей цепью 4, подавляющей строчные импульсы. После нее выделенные импульсы поступают на ГКР 5, осуществляя импульсную синхронизацию задающего генератора. Во всех портативных телевизорах применяется инерционная синхронизация ГСР. Поэтому строчные синхроимпульсы с АС подаются на устройство автоподстройки частоты и фазы 6, управляющее частотой задающего генератора строчной развертки 7. С целью повышения помехозащищенности блока синхронизации на его входе обычно включают помехоподавитель 1. Устройство привязки 2 исключает зависимость качества синхронизации от содержания изображения.

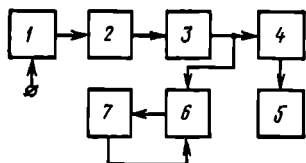


Рис. 7.3. Структурная схема блока синхронизации

ся удовлетворительное отделение синхросигнала на его выходе. Помехозащищенность селектора определяется максимально допустимой величиной отношения напряжений помехи и полезного сигнала на входе блока, при которой устраняется влияние помехи на качество синхронизации.

Качество работы и помехоустойчивость устройства инерционной синхронизации оцениваются следующими параметрами: полосой пропускания устройства, обычно равной $0,2-1,0$ кГц; полосой захвата; полосой удержания; сдвигом изображения по горизонтали при регулировке частоты задающего генератора строк в пределах полосы удержания; стабильностью частоты собственных колебаний задающего генератора при изменениях напряжения питания и окружающей температуры. Импульсная синхронизация ГКР характеризуется следующими параметрами: точностью чересстрочной развертки; полосой захвата; помехозащищенностью синхронизации ГКР; стабильностью частоты собственных колебаний задающего генератора кадровой развертки при изменениях напряжения питания и окружающей температуры.

Достаточно высокое качество синхронизации современных портативных телевизоров характеризуется уходом собственной частоты ГСР $150-200$ Гц при изменении номинального значения напряжения питания на $\pm 10\%$ и $50-100$ Гц при изменении окружающей температуры от $+20$ до $+50^\circ\text{C}$; полосой пропускания системы инерционной синхронизации $300-600$ Гц; полосами захвата $\pm 400 \div \pm 600$ Гц и удержания $\pm 600 \div \pm 750$ Гц; качеством чересстрочной развертки $40-50\%$.

Особенности построения устройств синхронизации. Обобщенная структурная схема (см. рис. 7.3) включает все возможные элементы, входящие в состав различных вариантов блоков синхронизации. Причем эта схема характерна для построения блока на дискретных элементах. При использовании интегральных микросхем принципы построения блока синхронизации могут существенно отличаться от известных, которым соответствует структурная схема рис. 7.3. Однако и при использовании дискретных элементов существует множество модификаций этой схемы. Например, могут отсутствовать помехоподавитель и устройство привязки, в дополнение к интегрирующей цепи использоваться фор-

мирователь кадровых синхросигналов. Здесь рассмотрим варианты практического построения блока синхронизации на дискретных элементах. Вопросы построения блока на интегральных схемах будут рассмотрены в последнем разделе этой главы.

При сравнении различных вариантов построения блоков синхронизации будем учитывать элементы 1—4 схемы рис. 7.3, так как остальные входят в состав ГСР (6, 7) и ГКР (5). Существующие варианты удобно классифицировать по числу каскадов. Применяются одно-, двух-, трех- и четырехкаскадные блоки синхронизации. Наиболее простая однокаскадная схема (рис. 7.4) применяется в упрощенных моделях телевизоров, когда на вход ее подается видеосигнал с УВС достаточно большого размаха, а в системе АПЧФ использован несимметричный дискриминатор, для которого требуется однополярный строчный синхросигнал. Каскад на транзисторе T_1 представляет собой амплитудный селектор. На его входе включена помехоподавляющая цепь R_1, C_1 . С выхода каскада строчные синхросигналы через дифференцирующую цепь подаются на устройство АПЧФ ГСР, а кадровые синхросигналы выделяются однопольной интегрирующей цепью R_4, C_6 .

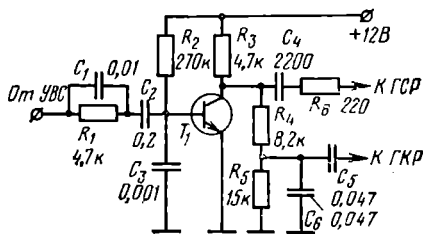


Рис. 7.4. Принципиальная схема амплитудного селектора телевизора 4В117

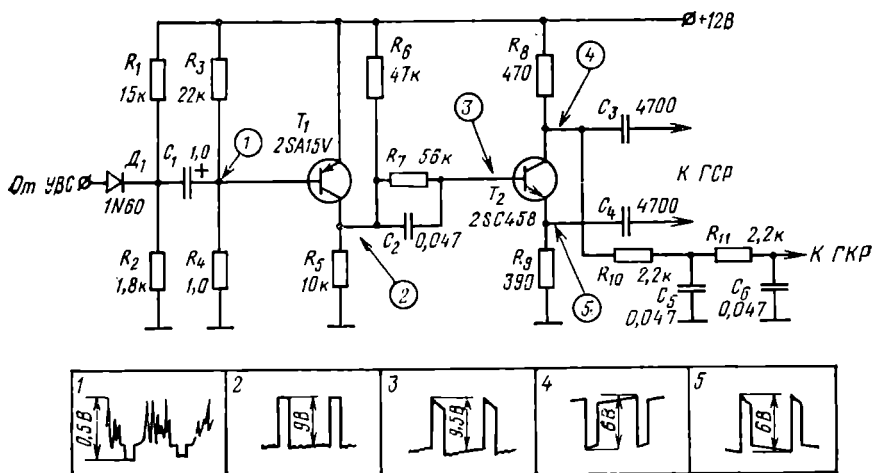


Рис. 7.5. Принципиальная схема блока синхронизации телевизора А10-1

Второй каскад дополнительно к амплитудному селектору требуется в том случае, когда в устройстве АПЧФ применен симметричный дискриминатор. В этом случае на выходе блока синхронизации необходим парафазный усилитель, обеспечивающий разнополярные строчные синхросигналы. Блок синхронизации построен по двухкаскадной схеме, например, в телевизоре А10-1 (рис. 7.5). На транзисторе T_1 собран амплитудный селектор. Диод D_1 выполняет функцию помехоподавителя. Подавлению помех способствует также цепь R_7, C_2 , включенная в базовую цепь транзистора T_2 парафазного усилителя. Двухзвенная интегрирующая цепь R_{10}, C_5, R_{11}, C_6 , выделяющая кадровые синхросигналы, подключена к коллектору транзистора T_2 , так как для синхронизации ГКР требуются отрицательные импульсы. Если бы для ГКР требовались положительные импульсы, то эта цепь могла быть подключена к коллектору транзистора T_1 . В случае использования в АПЧФ несимметричного дискриминатора вторым

каскадом в двухкаскадной схеме блока синхронизации может быть транзисторный помехоподавитель или согласующий каскад на входе, либо формирователь кадровых синхроимпульсов.

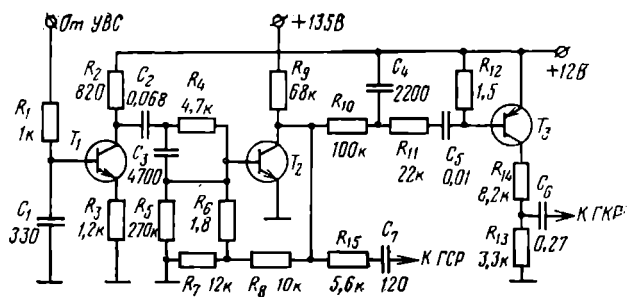


Рис. 7.6. Принципиальная схема блока синхронизации телевизора KCS186

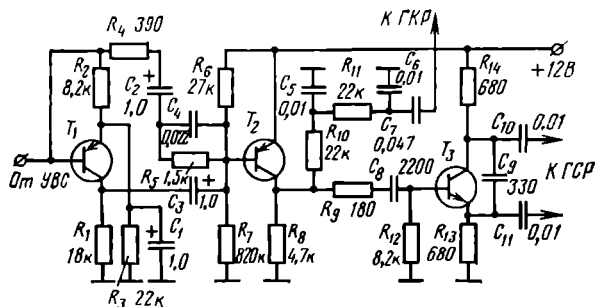


Рис. 7.7. Принципиальная схема блока синхронизации телевизора GE-R1

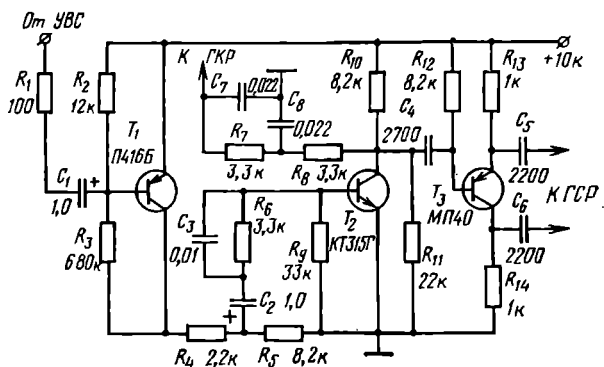


Рис. 7.8. Принципиальная схема блока синхронизации телевизора «Шиллис-401Д»

С целью повышения качества синхронизации во многих телевизорах применяются трехкаскадные блоки синхронизации. Распределение функций между каскадами может быть различным. Например, если амплитудный селектор выполнен на одном транзисторе (T_2 на рис. 7.6), то каскад T_1 является согласующим, а T_3 — формирователем кадровых синхроимпульсов. Эти импульсы выделяются интегрирующей цепью R_{10}, C_4 . Цель R_4, C_3 является помехоподавляющей.

В варианте блока, схема которого показана на рис. 7.7, каскады на транзисторах T_2, T_3 соответствуют двухкаскадной схеме рис. 7.5. Дополнительный каскад на транзисторе T_1 выполняет функцию помехоподавителя. В трехкаскадном блоке синхронизации функции амплитудного селектора могут выполнять два первых каскада, как, например, в схеме рис. 7.8. В четырехкаскадном блоке синхронизации (рис. 7.9) между двумя каскадами амплитудного селектора T_1, T_2 включен согласующий эмиттерный повторитель на транзисторе T_2 .

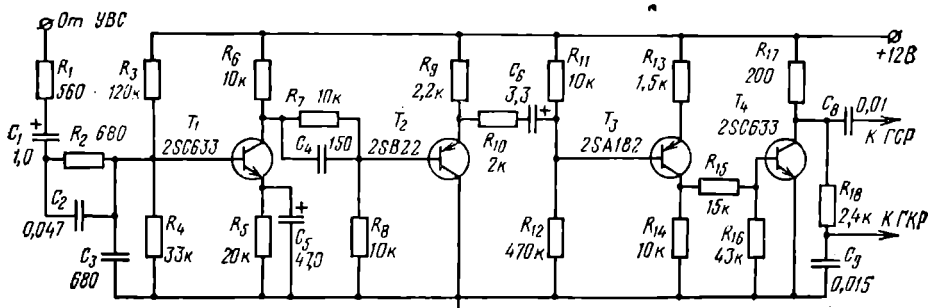


Рис. 7.9. Принципиальная схема блока синхронизации телевизора CVM-90UM

7.2. Амплитудный селектор

Принцип работы. Амплитудный селектор на транзисторе работает в ключевом режиме. При этом режим транзистора (рис. 7.10а) выбирается таким образом, чтобы синхри́мпульсы ограничивались с двух сторон (рис. 7.10б): сверху — за счет насыщения коллекторного тока транзистора и снизу — за счет насыщения эмиттерного тока транзистора.

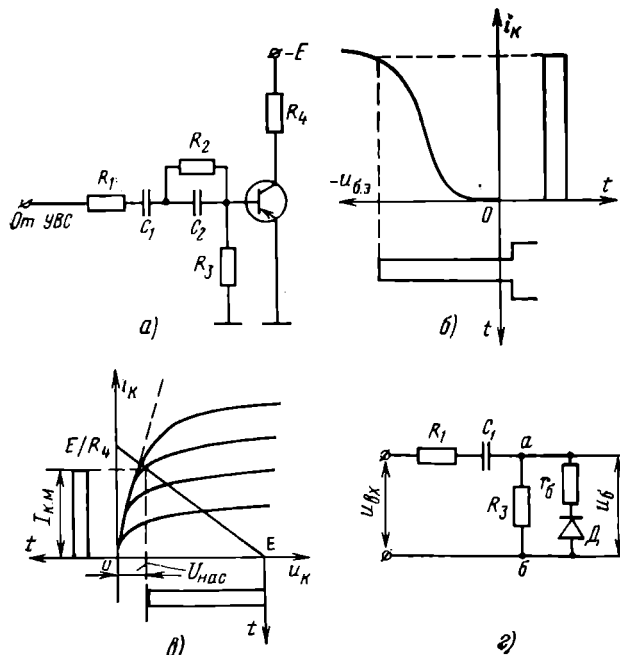


Рис. 7.10. Схема амплитудного селектора (а), его проходная (б) и выходные (в) характеристики, эквивалентная схема входной цепи (г)

зу — за счет отсечки коллекторного тока. Режим отсечки должен удовлетворять условию, при котором в коллекторную цепь транзистора не проходят бы сигналы изображения, соответствующие наименьшей яркости. В противном случае, если неправильно выбран уровень отсечки, возможно проникновение сигналов изображения в коллекторную цепь амплитудного селектора. Усиленные импульсы изображения в этом случае воздействуют на задающие генераторы развертывающих устройств как импульсная помеха. Ограничение синхрои́мпульсов сверху за счет насыщения коллекторного тока транзистора амплитудного селектора необходимо для того, чтобы размах синхрои́мпульсов на выходе амплитудного селектора не зависел от величины видеосигнала на его входе. При этом режим синхронизации развертывающих устройств не будет зависеть от изменения напряженности поля в месте приема и изменения усиления приемного тракта. Насыщение коллекторного тока транзистора амплитудного селектора должно обеспечиваться при возможно меньшей амплитуде входного видеосигнала (рис. 7.10б). Такой режим достигается путем включения в коллекторную цепь транзистора резистора с довольно большим сопротивлением. Благодаря ему понижается напряжение на коллекторе транзистора и режим насыщения обеспечивается при меньших входных сигналах.

Режим отсечки, как уже отмечалось, производится соответствующим выбором параметров входной цепи. Для отделения сигналов синхронизации необходимо осуществить фиксацию уровня в цепи базы амплитудного селектора (рис. 7.10г). Роль диода привязки уровня выполняет переход база-эмиттер транзистора. Путем соответствующего выбора постоянной времени базовой цепи уровень отсечки поддерживается немного выше уровня черного. На рис. 7.10б, в показан процесс отсечки сигналов изображения в амплитудном селекторе, выполненном на транзисторе *p-n-p*-типа. Полярность видеосигнала, подаваемого на вход амплитудного селектора, должна быть такой, чтобы транзистор открывался синхрои́мпульсами. Таким образом, при подаче на вход амплитудного селектора видеосигнала положительной полярности используется транзистор *p-n-p*-типа, а при подаче видеосигнала отрицательной полярности — транзистор *n-p-n*-типа.

Привязка уровня отсечки в базовой цепи амплитудного селектора производится следующим образом. Если бы диод *D* в эквивалентной схеме базовой цепи (рис. 7.10г) отсутствовал, то импульсы напряжения на выходе цепи не имели бы постоянной составляющей. При этом заряд, поступающий в емкость C_1 во время отрицательной части входного напряжения, т. е. во время действия синхрои́мпульсов, равен заряду, стекающему с емкости в интервал времени, когда входное напряжение положительно (пауза между синхрои́мпульсами). При наличии диода сопротивление цепи между точками *a* и *б* получается различным, когда диод открыт (напряжение отрицательно) и когда он закрыт (напряжение положительно). Это приводит к тому, что в выходном сигнале появляется постоянная составляющая напряжения, сдвигающая сигнал в область его положительных значений (см. рис. 7.10б).

Недостатком рассматриваемой схемы является сильная зависимость режима отсечки от параметров транзистора. Действительно, уровень отсечки будет изменяться из-за разряда конденсатора C_1 током утечки базы в моменты отсутствия синхрои́мпульсов. Кроме того, напряжение заряда конденсатора C_1 зависит от падения напряжения на переходе база-эмиттер транзистора в моменты действия синхрои́мпульсов. Уровень отсечки зависит также от размаха входного сигнала и даже от содержания изображения. При большом размахе сигнала, соответствующем белым участкам изображения, в коллекторную цепь может пройти часть сигнала изображения, вызвав помеху синхронизации. При сигнале, соответствующем уровню черного, и малом его размахе может не обеспечиться режим насыщения. Для устранения этого нежелательного явления применяется амплитудный селектор со стабилизацией рабочей точки (рис. 7.11а) [28]. Стабилизирующее действие обеспечивается диодом D_1 , включенным последовательно с резистором утечки базы R_3 . Начальное смещение на базу подается с помощью резисторов R_4 , R_5 . Сопротивление R_d диода D_1 зависит от размаха полного сигнала на входе и характера видеосигнала в его составе. В результате изменяется постоянная времени цепи разряда $C_1(R_3 + R_d)$ конденсатора C_1 базовой цепи и, следовательно, уровень привязки входного сигнала. Например, при увеличении размаха входного сигнала за счет увеличения сопро-

тивления диода на его аноде возрастает отрицательное напряжение, компенсирующее положительное напряжение смещения, и привязка улучшается, так как синхроимпульсы в меньшей степени заходят в область базового тока (см. рис. 7.10 б).

Для осуществления хорошей привязки входного сигнала в некоторых современных телевизорах на входе амплитудного селектора включается каскад на полевом транзисторе (см. рис. 7.11б). Благодаря особенностям своих входных характеристик этот каскад обеспечивает точную привязку вершин синхроимпульсов к нулевому уровню. Второй каскад на транзисторе T_2 является собственно амплитудным селектором, отделяя синхросигнал от полного видеосигнала. Наряду с привязкой уровня транзистор T_1 производит частичное ограничение видеосигнала.

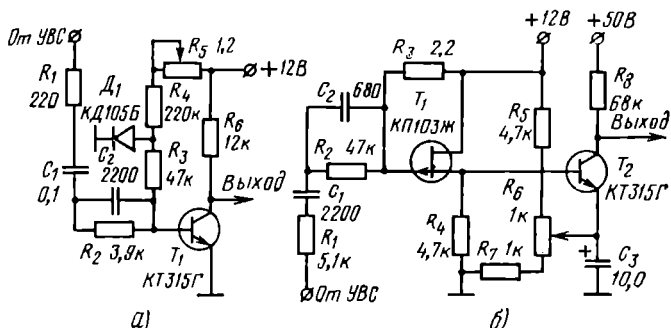


Рис. 7.11. Принципиальные схемы амплитудного селектора со стабилизацией рабочей точки (а) и с входным каскадом на полевом транзисторе (б)

Качество работы амплитудного селектора в большой степени зависит от параметров применяемого транзистора. Как указывалось, процесс отделения синхросигнала во многом определяется входными и выходными характеристиками транзистора. На форму синхроимпульсов, выделяемых амплитудным селектором, влияют также частотные свойства транзистора. Для того чтобы получить приемлемую длительность фронта строчного синхроимпульса 0,2—0,5 мкс, минимальный предел усиливаемых частот транзистора амплитудного селектора не должен быть ниже 1—2 МГц. В настоящее время специально для амплитудного селектора разработаны высокочастотные транзисторы с малым порогом отсечки. Такие транзисторы допускают небольшое падение напряжения между коллектором и эмиттером в состоянии насыщения, что повышает коэффициент использования каскада по напряжению. Особо важное значение придается снижению величины теплового тока транзисторов до 0,5 мкА и ниже. Для того чтобы создать возможность хорошего отделения синхросигнала от полного видеосигнала при небольшом его размахе, применяют транзисторы с большим коэффициентом усиления тока (примерно 50—100). При подаче на вход амплитудного селектора видеосигнала большого размаха (до 10 В) напряжение между базой и коллектором получается такого же порядка. Поэтому с учетом запаса при температуре выше +50°C транзистор должен иметь допустимое напряжение коллектор—база не менее 15—20 В.

Блок синхронизации должен пропускать не только высокие частоты, определяющие длительность фронтов синхроимпульсов, но иметь также достаточную ширину полосы пропускания в области низких частот. Если он не пропускает низкие частоты, то будут искажаться вершины синхроимпульсов, что также может нарушить синхронизацию изображения. Особенно опасен недопустимый завал вершины кадровых гасящих импульсов, на которых располагаются кадровые синхроимпульсы. При чрезмерном завале вершин кадровых гасящих импульсов следующие за кадровым синхроимпульсом строчные синхроимпульсы могут не обеспечить режим насыщения транзистора амплитудного селектора.

Вследствие этого несколько строчных синхроимпульсов на выходе амплитудного селектора, следующих за кадровым синхроимпульсом, будут иметь меньшую амплитуду, чем остальные. Это может вызвать нарушение строчной синхронизации в начале каждого кадра.

Явление уменьшения амплитуды и даже полного пропадания нескольких строчных синхроимпульсов может возникнуть и по другой причине. Оно связано с недостатком схемы привязки уровня отсечки на входе амплитудного селектора, который заключается в том, что время вхождения в установившийся режим зависит от характера изменения сигнала. Например, при переходе от светлого изображения к темному, что характеризуется довольно резким изменением амплитуды видеосигнала, изменяется напряжение на конденсаторе, включенном в базовую цепь амплитудного селектора. Поскольку постоянная времени базовой цепи амплитудного селектора в десятки раз превышает длительность строки, то напряжение на конденсаторе в цепи базы за время прямого хода строчной развертки изменится незначительно. Следовательно, часть синхроимпульсов, следующих за моментом перехода от светлого изображения к темному, будет ослаблена или совсем потеряна. Поэтому увеличение постоянной времени базовой цепи амплитудного селектора сверх разумного предела приводит к ухудшению качества синхронизации. С другой стороны, при уменьшении постоянной времени базовой цепи схема быстрее вернется к установившемуся режиму. Однако при этом снижается помехоустойчивость амплитудного селектора, который будет выводиться из установившегося режима даже при появлении кратковременных импульсных помех.

Подавление помех. Для портативных телевизоров и особенно автомобильных большое значение имеет помехозащищенность блока синхронизации. Помехи, воздействующие на блок синхронизации, можно разделить на следующие виды: импульсные, синусоидальные, гладкие шумы, искровые помехи и помехи, вызываемые отраженными сигналами. Разрабатывая меры помехозащиты, учитывают влияние всех перечисленных помех. Импульсные помехи могут быть различной величины и длительности. Их появление может нарушить нормальную работу амплитудного селектора. Даже при ограничивающем действии приемного тракта импульс помехи может заметно превысить полезный сигнал. Если не принимать соответствующих мер, то при действии интенсивной импульсной помехи на входе амплитудного селектора может наблюдаться явление блокировки его. Оно заключается в том, что при появлении импульса большой амплитуды базовая емкость амплитудного селектора заряжается до довольно большого напряжения. После окончания помехи напряжение смещения станет больше необходимого и часть следующих за помехой синхроимпульсов будет потеряна. Для уменьшения времени блокировки последовательно в базовую цепь транзистора амплитудного селектора включается RC -цепь (R_2 , C_2 на рис. 7.10а), постоянная времени которой значительно меньше постоянной времени базовой цепи и составляет 30—40 мкс. Эта цепь защищает амплитудный селектор от действия импульсных помех небольшой длительности.

Принцип действия помехоподавляющей цепи состоит в следующем. С приходом короткого импульса помехи, амплитуда которого превышает амплитуду синхроимпульсов, конденсатор C_2 быстро заряжается практически до пикового значения помехи. При этом потенциал конденсатора C_1 почти не изменяется, так как его емкость во много раз больше, чем емкость конденсатора C_2 . По окончании действия помехи конденсатор C_2 быстро разряжается через резистор R_2 и импульсы помех не могут оказать мешающее действие на синхросигнал.

На схеме, изображенной на рис. 7.10а, в базовую цепь амплитудного селектора включен резистор R_1 . Этот резистор служит для уменьшения шумящего действия входной емкости амплитудного селектора на УВС. Однако указанный резистор совместно с входной емкостью амплитудного селектора образует фильтр нижних частот, ослабляющий высокочастотные компоненты видеосигнала и, в частности, искажающий фронты синхроимпульсов. Из условия допустимого искажения фронтов синхроимпульсов сопротивление разделительного резистора в базовой цепи амплитудного селектора обычно не превышает нескольких килоом.

Включение рассмотренной цепи является простейшим способом помехоподавления. Такие цепи могут включаться как на входе амплитудного селектора (R_1 , C_1 на рис. 7.4), так и в промежуточных каскадах блока синхронизации

(R_7 , C_2 на рис. 7.5; R_6 , C_3 на рис. 7.8). Могут быть использованы также две такие цепи (рис. 7.9). Иногда дополнительно к помехоподавляющей RC-цепи на входе амплитудного селектора включают диод, ограничивающий интенсивные импульсы помехи. Например, в схеме рис. 7.5 на катод диода D_1 подается запирающий потенциал с помощью делителя R_1 , R_2 , определяющий уровень ограничения. Более эффективным является помехоподаватель на транзисторе, примененный, например, в схеме рис. 7.7. Каскад на транзисторе T_1 выполняет функцию инвертора помех. Полный видеосигнал отрицательной полярности подается с УВС на базы T_1 и транзистора амплитудного селектора T_2 . Смещение на базе T_1 выбрано таким образом, что при отсутствии интенсивных импульсов помех синхрои́мпульсы не могут открыть транзистор. Когда приходит импульс помехи, превышающий размах полного видеосигнала, транзистор T_1 отпирается и на его коллекторе образуются положительные импульсы помехи. В базовой цепи транзистора T_2 они компенсируют отрицательные импульсы помехи, поступающие на вход амплитудного селектора вместе с полным видеосигналом. В результате устраняется блокировка базовой цепи амплитудного селектора интенсивными импульсными помехами. В схеме рис. 7.12 транзисторный помехоподаватель включен в эмиттерную цепь транзистора T_1 амплитудного селектора. При отсутствии помех транзистор T_2 находится в режиме насыщения и практически не влияет на работу амплитудного селектора. С делителя R_6 , R_7 на диод D_1 подается запирающее напряжение такой величины, что через него проходит сигнал, превышающий уровень примерно 1 В. Поэтому, когда приходит импульсная помеха, превышающая этот уровень, транзистор T_2 запирается. При этом, поскольку эмиттерная цепь транзистора T_1 разомкнута, исключается появление базового тока T_1 и, следовательно, блокировка амплитудного селектора после действия помехи.

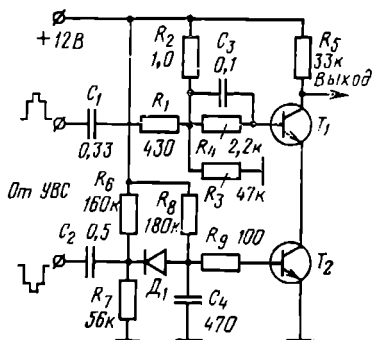


Рис. 7.12. Принципиальная схема помехозащищенного амплитудного селектора

7.3. Импульсная синхронизация

Разделительные цепи служат для выделения строчных и кадровых синхрои́мпульсов из синхросигнала, получаемого с помощью амплитудного селектора. Для выделения кадровых синхрои́мпульсов используются интегрирующие цепи. Характерной особенностью интегрирующей цепи является то, что сигнал на ее выходе пропорционален интегралу входного сигнала. Это означает, что если на вход интегрирующей цепи подаются прямоугольные импульсы одинаковой амплитуды и в несколько раз отличающиеся по длительности, то на выходе образуются импульсы, во столько же раз отличающиеся по амплитуде. Это свойство интегрирующих цепей используется для отделения кадровых синхрои́мпульсов от строчных. Поскольку длительность строчных синхрои́мпульсов во много раз меньше длительности кадровых, то при подаче на интегрирующую цепь смеси синхрои́мпульсов на выходе ее амплитуда кадровых синхрои́мпульсов будет значительно больше, чем строчных (см. рис. 7.2). Таким образом, выбирая параметры интегрирующей цепи, можно добиться необходимого подавления строчных синхрои́мпульсов на ее выходе.

Как правило, в портативных телевизорах для выделения кадровых синхрои́мпульсов применяются двухзвенные интегрирующие цепи. Объясняется это тем, что многозвенные интегрирующие цепи в конечном итоге обеспечивают более устойчивую синхронизацию развертки. Количество звеньев интегрирующей цепи определяется двумя условиями: степенью подавления строчных синхрои́мпульсов и допустимым ухудшением крутизны переднего фронта кадрового синхрои́мпульса на выходе цепи. Для обеспечения хорошего качества чересстрочной развертки крутизна переднего фронта кадрового синхрои́мпульса должна быть возможно большей. Самая высокая крутизна получается на однозвенной

интегрирующей цепи. Но при этом плохо ослабляются строчные синхросимпульсы. Удовлетворительный результат дают двух- и трехзвенные цепи. Обычно составные части многозвенных интегрирующих цепей одинаковы. Постоянную времени каждой составной интегрирующей цепи по указанным выше соображениям выбирают в пределах 40—80 мкс для двухзвенной цепи.

Выделение строчных синхросимпульсов производится с помощью дифференцирующих цепей. Постоянная времени дифференцирующей цепи выбирается в 2—3 раза меньше длительности строчного синхросимпульса. Дифференцирующая цепь выделяет более короткие синхросимпульсы. При действии кадрового синхросимпульса, который имеет врезки строчной частоты, конденсатор дифференцирующей цепи успевает полностью разряжаться в паузы между врезками. Поэтому на выходе дифференцирующей цепи образуются положительные импульсы, соответствующие положению передних фронтов строчных синхросимпульсов и задних фронтов врезок.

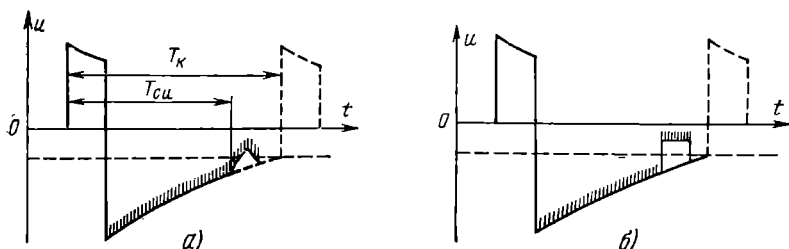


Рис. 7.13. Импульсная синхронизация кадровым импульсом с пологим (а) и крутым (б) фронтом

Интегрирующие и дифференцирующие цепи образуют два канала, по которым соответственно кадровые и строчные синхросимпульсы подаются для синхронизации задающих генераторов развертывающих устройств. Подключение цепей к селектору производится различными способами. Основным условием при выборе варианта подключения является ослабление взаимного влияния задающих генераторов кадровой и строчной разверток. Вследствие этого довольно редко применяются однокаскадные схемы, содержащие только амплитудный селектор. Разделение строчных и кадровых синхросимпульсов, вообще говоря, может быть произведено сразу после амплитудного селектора (см. рис. 7.4). Однако для получения хорошего качества синхронизации после селектора рекомендуется включать дополнительный усилительный каскад (см. рис. 7.7, 7.6). Кроме усиления этот каскад, как правило, выполняет роль дополнительного ограничителя. Применение после селектора усилителя-ограничителя расширяет возможности выбора различных вариантов задающих генераторов, уменьшает вероятность воздействия некоторых видов помех, улучшает качество чересстрочной развертки путем разделения входов цепей, выделяющих строчные и кадровые синхросимпульсы.

Синхронизация кадровой развертки. В портативных телевизорах непосредственная импульсная синхронизация используется только для генераторов кадровой развертки. Для генератора строчной развертки такая синхронизация непригодна, в частности, из-за существенной инерционности запирающего транзистора выходного каскада.

На рис. 7.13 поясняется процесс импульсной синхронизации задающего генератора кадровой развертки. На напряжение разряда конденсатора, определяющего частоту следования импульсов генератора, накладываются кадровые синхросимпульсы вместе с оставшейся после интегрирования частью строчных синхросимпульсов. Из рис. 7.13 видно, что для нормального режима синхронизации собственная частота задающего генератора должна быть несколько ниже частоты следования синхросимпульсов. Тогда задающий генератор будет срабатывать в момент превышения синхросимпульсом порога отпирания транзистора. Однако собственная частота задающего генератора не должна быть намного

ниже частоты синхроимпульсов. В противном случае возможно ухудшение качества чересстрочной развертки или ее полное нарушение. Ухудшение качества чересстрочной развертки, обусловленное сильным уменьшением частоты блокинг-генератора относительно частоты синхроимпульсов, объясняется неравномерной крутизной фронта кадрового синхроимпульса. При чрезмерном уменьшении собственной частоты задающего генератора синхроимпульс открывает транзистор своей вершиной, где крутизна фронта наименьшая. Поэтому частота генератора не должна сильно отличаться от частоты синхроимпульсов так, чтобы отпирание транзистора производилось нижней частью импульса, где крутизна фронта наибольшая.

Слишком приближать собственную частоту задающего генератора к частоте синхроимпульсов также нельзя, так как в этом случае, как видно из рис. 7.13а, синхронизацию будут нарушать остатки строчных синхроимпульсов. При большей крутизне кадрового синхроимпульса остатки строчных синхроимпульсов влияют в меньшей степени (рис. 7.13б). Обычно период следования синхроимпульсов не отличается от периода колебаний генератора более чем на 10%. При этом коэффициент подавления строчных синхроимпульсов должен быть не менее 15—25. Указанный режим синхронизации обеспечивают двухзвенные интегрирующие цепочки, которые имеют необходимый коэффициент подавления строчных синхроимпульсов и в то же время обеспечивают максимальную крутизну фронта кадрового синхроимпульса на уровне, лежащем немного выше вершин подавленных строчных синхроимпульсов. С целью повышения крутизны кадровых синхроимпульсов в некоторых блоках после интегрирующей цепи включают специальный формирующий каскад (T_3 на рис. 7.6).

7.4. Инерционная синхронизация

Принцип работы. Шумовые помехи, накладываясь на синхроимпульсы, вызывают их модуляцию по амплитуде и по фазе. Из-за этого при импульсной модуляции задающего генератора строчной развертки вертикальные линии изображения получаются изрезанными вследствие хаотического смещения начал строк. Для устранения этого эффекта применяются инерционные схемы синхронизации с автоматической подстройкой частоты и фазы задающего генератора ГСР. Кроме требования помехоустойчивости, применение систем инерционной синхронизации обусловлено более высокой частотой строчной развертки и довольно большим фазовым сдвигом выходных импульсов относительно импульсов задающего генератора. Устройство инерционной синхронизации производит сравнение по частоте и фазе колебаний ГСР и строчных синхроимпульсов. В случае расхождения этих частот или фаз схема автоподстройки, воздействуя на задающий генератор строчной развертки, изменяет его частоту до номинального значения. Импульсы помехи, не имеющие определенной частоты повторения, оказываются в такой схеме изолированными и не влияют на работу схемы синхронизации. Другая особенность такого метода синхронизации заключается в его инерционности. Сравнение в схеме автоподстройки происходит за относительно большой промежуток времени, который определяется постоянной времени системы. Поэтому искажение или пропадание отдельных синхроимпульсов, обусловленное воздействием помех, не играет большой роли.

Схема инерционной синхронизации строчной развертки в общем случае содержит: цепочку связи с селектором; фазовый дискриминатор; усилитель постоянного тока; низкочастотный фильтр; устройство регулирования частоты; цепь связи дискриминатора с выходом ГСР. Основным элементом устройства инерционной синхронизации является фазовый дискриминатор, который в результате сравнения по фазе синхроимпульсов и напряжения с выходного каскада ГСР вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное сдвигу фаз между указанными импульсами. Кроме того, полярность постоянного напряжения ошибки на выходе дискриминатора зависит от знака сдвига фаз сравниваемых сигналов.

Постоянное напряжение ошибки на выходе фазового дискриминатора называется смешанным с импульсами помех. Для устранения их служит низкочастотный фильтр, который включается на выходе фазового дискриминатора. Низкочастотный фильтр подавляет переменную составляющую выходного сигнала, оставляя только постоянную составляющую. При равенстве частот и фаз син-

хроимпульсов и импульсов задающего генератора напряжение на выходе фазового дискриминатора равно нулю. В этом случае напряжение ошибки на задающий генератор не подается и частота его не изменяется. Если, например, по каким-нибудь причинам увеличилась частота задающего генератора выше частоты синхроимпульсов, то благодаря замкнутому кольцу обратной связи фазовый дискриминатор вырабатывает напряжение ошибки такой полярности, что при его воздействии частота генератора уменьшается до совпадения с частотой синхроимпульсов. Обратный процесс подстройки частоты происходит аналогичным образом. Для начальной установки частоты задающего генератора в устройстве синхронизации предусматривают регулировку строчной частоты.

Фазовые дискриминаторы. Используются в основном два типа дискриминаторов: симметричные относительно строчных синхроимпульсов и несимметричные. На рис. 7.14а изображен симметричный фазовый дискриминатор. Для его

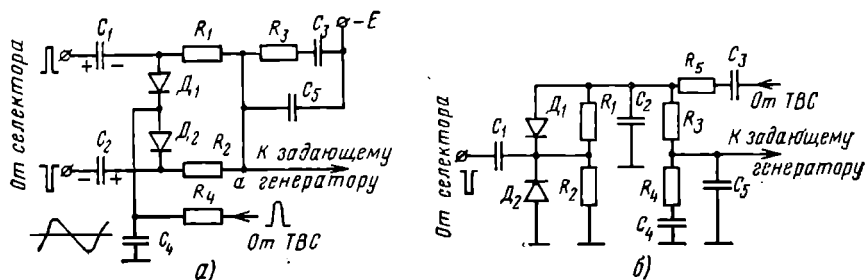


Рис. 7.14. Принципиальные схемы симметричного (а) и несимметричного (б) фазовых дискриминаторов

нормальной работы необходимо иметь два одинаковых по амплитуде и разных по полярности строчных синхроимпульсов. Поэтому на выходе амплитудного селектора обязательно должен быть парафазный усилитель (см. рис. 7.7, 7.8). В среднюю точку между диодами дискриминатора подводится пилообразное напряжение, которое формируется из импульсов обратного хода с помощью интегрирующей цепи R_4, C_4 .

Во время действия строчных синхроимпульсов диоды открываются и замыкают цепь заряда конденсаторов C_1 и C_2 через транзистор парафазного усилителя. После окончания действия синхроимпульсов эти конденсаторы разряжаются через нагрузочные резисторы детектора R_1 и R_2 . Поскольку схема детектора симметрична, т. е. значения C_1, C_2 и R_1, R_2 равны, то токи разряда равны и противоположны по направлению. Следовательно, если в среднюю точку соединения диодов не подается пилообразное напряжение сравнения, на выходе дискриминатора (в точке а) напряжение будет равно нулю. Такое же явление наблюдается, когда пилообразное напряжение сравнения в момент прихода синхроимпульсов проходит через ноль. Это возможно при равенстве частот и фаз колебаний задающего генератора и синхроимпульсов.

Если же пилообразное напряжение сравнения сдвинуто по фазе относительно строчных синхроимпульсов, то в точке а появляется напряжение ошибки, пропорциональное по значению этому сдвигу. Происходит это потому, что в момент прихода синхроимпульсов напряжение сравнения в общей точке соединения диодов не равно нулю. При этом изменяются значения токов разряда конденсаторов C_1, C_2 , и напряжения на нагрузочных резисторах R_1, R_2 , обусловленные ими, уже не равны между собой. В точке а возникает напряжение ошибки, значение которого в 2 раза больше напряжения сравнения в момент прихода синхроимпульсов, а полярность одинакова с полярностью напряжения сравнения.

Наряду с симметричными фазовыми дискриминаторами довольно широко применяются несимметричные. На рис. 7.14б изображена принципиальная схема одного из таких дискриминаторов. Строчные синхроимпульсы отрицательной полярности подаются с выходного каскада селектора в общую точку соедине-

ния диодов. Предположим, что напряжение сравнения с выходного каскада строчной развертки отсутствует. В таком случае синхроимпульсы отпирают диоды D_1 , D_2 и заряжают разделительный конденсатор C_1 до их амплитудного значения. Напряжение заряда конденсатора C_1 запирает диоды во время отсутствия синхроимпульсов. В моменты прихода синхроимпульсов напряжение на диодах равно нулю. Если пилообразное напряжение сравнения совпадает по фазе с синхроимпульсами, т. е. если оно проходит через нуль во время действия синхроимпульсов, то значение напряжения в общей точке соединения диодов не изменится. В случае, если пилообразное напряжение сравнения опережает по фазе синхроимпульсы, то в момент прихода синхроимпульса в этой точке появляется отрицательное напряжение. Оно через диод D_2 заряжает конденсатор C_2 , а это приводит к появлению на выходе дискриминатора отрицательного напряжения. Когда пилообразное напряжение сравнения отстает по фазе от синхроимпульсов, на выходе дискриминатора появляется положительное напряжение. Необалансированные фазовые дискриминаторы менее критичны к разбросу параметров входящих в них элементов, чем сбалансированные схемы.

На выходе дискриминатора обязательно должен включаться фильтр нижних частот. Параметры его должны обеспечить возможно более широкую полосу синхронизации при достаточной помехозащищенности системы. Простейшим фильтром нижних частот является обычная интегрирующая RC -цепь. Однако с применением RC -цепи система АПЧиФ становится неустойчивой, так как возможен колебательный процесс установления режима синхронизации. Поэтому в системе АПЧиФ строчной развертки применяются более сложные фильтры, позволяющие исключить паразитные колебания в системе и в то же время обеспечить необходимую помехозащищенность. Такие фильтры получили название пропорционально-интегрирующих. Например, пропорционально-интегрирующий фильтр схемы рис. 7.14а состоит из элементов R_3 , C_3 , C_5 . Резистор R_3 препятствует возникновению паразитных колебаний. При увеличении емкости C_5 увеличивается помехозащищенность системы и сужается полоса захвата.

7.5. Блок синхронизации на интегральных микросхемах

Аналоговые схемы. Применяемые в настоящее время интегральные и твердотельные элементы в блоке синхронизации можно разделить по принципу построения на две группы: аналоговые и цифровые. Первые используют те же принципы, что и обычные устройства на дискретных элементах. Ин-

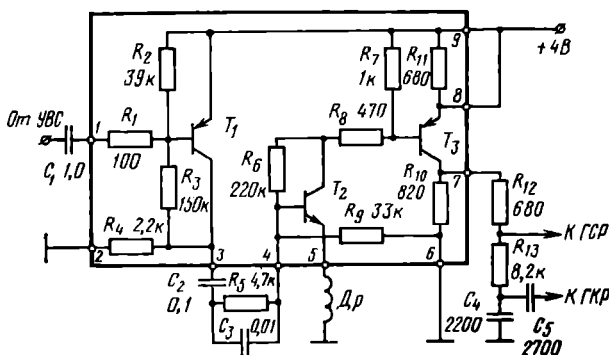


Рис. 7.15. Принципиальная схема интегрального селектора синхроимпульсов

тегральный блок синхронизации аналогового типа соответствует структурной схеме рис. 7.3. Отличие состоит лишь в том, что большинство элементов схемы имеет интегральное исполнение. При этом применяются ИС различной степени интеграции и сложности. Есть ИС, которые включают амплитудный селек-

тор, цепи разделения и усиления синхросигналов. В этом случае задающие генераторы с системой АПЧФ выполняются в виде отдельных ИС. Но используются также и более комплексные ИС, содержащие все элементы блока синхронизации, включая и задающие генераторы. В телевизоре TR-001 интегральная схема типа HA053 (рис. 7.15) содержит двухкаскадный амплитудный селектор на транзисторах T_1 , T_2 и усилитель синхросигналов T_3 . В каскаде на транзисторе T_1 производится ограничение видеосигнала за счет отсечки коллекторного тока. Во втором каскаде импульсы ограничиваются за счет насыщения тока. Цепь помехоподавления R_5 , C_3 находится на пределах ИС.

На рис. 7.16 приведена структурная схема интегрального блока синхронизации, содержащая следующие элементы: 1 — амплитудный селектор; 2 — помехоподаватель; 3 — фазовый детектор; 4 — детектор сравнения; 5 — генератор сигнала сравнения; 6 — задающий генератор строчной развертки; 7 — генератор импульсов; 8 — формирователь напряжения сравнения; 9 — селектор кадровых синхросигналов; 10 — делитель на 625; 11 — выходной переключатель.

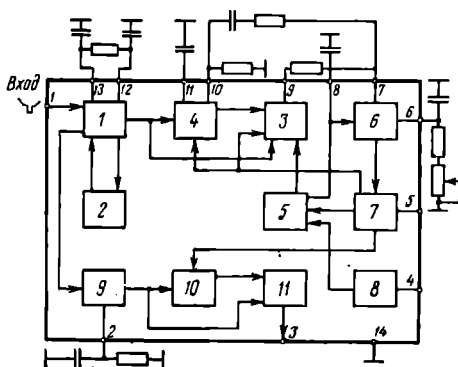


Рис. 7.16. Структурная схема интегрального блока синхронизации

МДП полевых элементов и содержит систему автоматической подстройки фазы и делитель строчной частоты. В ИС кадровой развертки импульсы двойной строчной частоты с помощью триггерных схем деления превращаются в импульсы строчной и кадровой частоты. В рассматриваемых ИС широко использованы элементы, применяемые в вычислительной технике. Такое построение блока синхронизации позволяет получить высокие помехоустойчивость и точность чересстрочной развертки. В схемном отношении такой блок весьма сложен и содержит около трехсот различных элементов.

8

УСТРОЙСТВА ПИТАНИЯ

8.1. Принципы построения и технические характеристики

Особенности устройств питания портативных телевизоров обусловлены назначением последних и требованиями, предъявляемыми к ним. Как правило, устройство питания большинства портативных телевизоров является комплексным блоком, обеспечивающим питание как от сети переменного тока, так и от встроенной или автономной батареи (аккумулятора). Устройство питания должно обеспечить необходимые значения и стабильность питающих напря-

жений, максимальные токи нагрузки, минимально возможные пульсации питающих напряжений. При этом оно должно потреблять возможно меньше энергии, иметь небольшие габариты и массу. Указанные требования в большой степени определяют особенности построения устройств питания. Большое значение имеют также размеры экрана кинескопа, применяемого в телевизоре, так как при увеличении размеров возрастает потребляемая от источников питания энергия.

Современные модели портативных телевизоров с размерами экрана по диагонали от 3 до 50 см потребляют от источника постоянного напряжения мощность от 1 до 40 Вт. Такой широкий диапазон мощностей питания обусловлен большим разнообразием вариантов построения устройств питания. Все множество устройств питания можно разделить на три группы. К первой группе относятся телевизоры с батарейным питанием, у которых мощность питания не превышает 3—4 Вт. В них устройство питания представляет встроенную аккумуляторную батарею. Например, такую батарею имеет телевизор TR-001 с размером экрана по диагонали 3,7 см. Потребляемая мощность составляет всего 1,35 Вт. Емкость батареи равна примерно 3 А·ч и, следовательно, ее хватает на 11 ч непрерывной работы. Телевизоры с большим экраном (от 10 до 30 см), как правило, имеют универсальные устройства питания, позволяющие питать телевизор как от сети переменного тока, так и от аккумуляторной батареи. При этом основным источником является встроенный сетевой блок, а батарея используется для кратковременной работы телевизора. Это обусловлено тем, что при современном уровне разработок малогабаритных аккумуляторов трудно создать батарею емкостью более 5—6 А·ч, имеющую приемлемые размеры и массу. В большинстве моделей телевизоров батарея не встраивается в корпус и выполняется в виде легко съемного блока. Портативные телевизоры с указанными размерами экранов в преобладающем большинстве предназначены для работы от автомобильного источника питания и не комплектуются специальной батареей.

Условия эксплуатации портативных телевизоров в автомобилях накладывают определенные требования на значение питающего напряжения. Для большинства автомобилей напряжение питания составляет +12 В. Портативные телевизоры с размерами экрана более 30 см обычно питаются только от сети переменного тока.

Структура устройств питания. В общем виде структурная схема универсального устройства питания приведена на рис. 8.1. В нее входят элементы, обеспечивающие питание от батареи и от сети переменного тока. Сетевой блок включает в себя силовой трансформатор 1, выпрямитель 2, фильтр выпрямленного напряжения 3, стабилизатор питающего напряжения 4, вторичные источники питания 5, устройство защиты 6. В качестве вторичных источников обычно используются выпрямители импульсов обратного хода строчной развертки, подключенные к соответствующим обмоткам ТВС (см. гл. 5). Устройство защиты предохраняет блок питания от перегрузки при неполадках в схеме телевизора и при больших колебаниях напряжения сети.

Блок батарейного питания в общем виде содержит собственно батарею 7, зарядное устройство 8 и устройство автоматического контроля за процессом разряда батарей 9. Зарядное устройство может входить в состав телевизора либо быть самостоятельным блоком. В первом случае источником зарядного тока выполняет выпрямитель сетевого блока, и в состав зарядного устройства входят переключатель, осуществляющий необходимую коммутацию цепей устройства питания в режиме заряда, и ограничительный резистор. В зарядное устройство иногда входит автомат отключения батареи при окончании процесса заряда. Во втором случае зарядное устройство содержит отдельные трансформатор и выпрямитель. Устройство контроля за процессом разряда батарей автома-

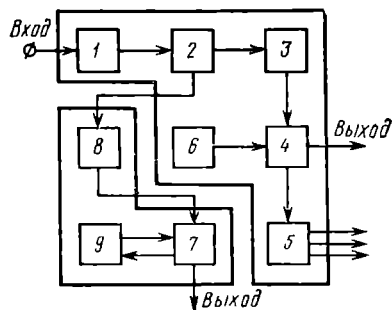


Рис. 8.1. Структурная схема устройства питания: 1 — силовой трансформатор; 2 — выпрямитель; 3 — фильтр; 4 — стабилизатор; 5 — вторичный источник питания; 6 — устройство защиты; 7 — батарея; 8 — зарядное устройство; 9 — устройство контроля процесса разряда

тически отключает ее от телевизора, когда напряжение питания падает ниже установленного уровня.

Структурная схема рис. 8.1 является обобщенной и отражает все применяющиеся варианты построения устройств питания портативных телевизоров. Однако в конкретных случаях не обязательно наличие всех функциональных блоков. Наиболее простые устройства дешевых портативных телевизоров имеют нестабилизированные сетевые блоки питания. Такие блоки, как правило, содержат лишь силовой трансформатор, выпрямитель и фильтр. Подобный блок питания применен в телевизоре А04-3 (рис. 8.2а). Вторичная обмотка силового

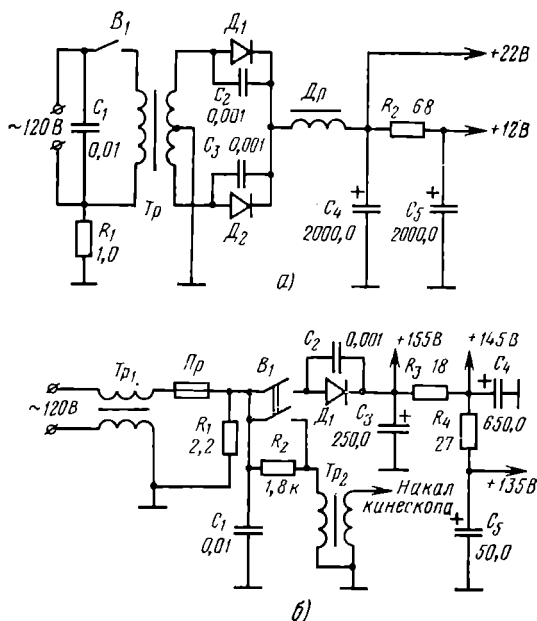


Рис. 8.2. Нестабильные блоки питания: а — трансформаторный; б — бестрансформаторный

трансформатора имеет две симметричные половины с заземленным средним выводом. Два однополупериодных выпрямителя, соединенных параллельно, обеспечивают постоянное напряжение $+22$ В. Дроссельный фильтр напряжения $+22$ В состоит из элементов Dp , C_4 , а RC -фильтр напряжения $+12$ В — из элементов R_2 , C_5 . В некоторых моделях телевизоров применяется еще более простое устройство сетевого питания (см. рис. 8.2б). В нем отсутствует силовой трансформатор, и постоянное напряжение получается путем непосредственного выпрямления однополупериодным выпрямителем переменного напряжения сети. Трансформатор Tr_1 на входе имеет небольшое число витков и служит для подавления сетевых помех. Небольшой трансформатор Tr_2 обеспечивает переменное напряжение накала кинескопа. Низковольтные напряжения, необходимые для питания различных элементов схемы телевизора, вырабатываются вторичным источником питания.

Классификацию устройств питания, применяющихся в портативных телевизорах, можно представить в виде диаграммы, показанной на рис. 8.3. Большинство телевизоров имеет сетевые или универсальные устройства питания. При этом они за редким исключением не имеют стабилизатора питающих напряжений. В портативных телевизорах первого поколения использовались преимущественно линейные стабилизаторы компенсационного типа. Нередко применяются они и в современных моделях. Однако существенным недостатком этих стабилизаторов является сравнительно низкая экономичность из-за низкого коэффициента полезного действия. Поэтому многие зарубежные фирмы применяют более

экономичные ключевые стабилизаторы напряжения. Их КПД достигает 90—95%. По способу стабилизации различают ключевые стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и с комбинированной модуляцией (одновременно ШИМ и ЧИМ) [31]. Ключевые стабилизаторы могут быть автономными и совмещенными с генератором строчной развертки. О последних упоминалось в гл. 5. По способу обеспечения режима импульсной модуляции ключевые стабилизаторы могут быть релейными

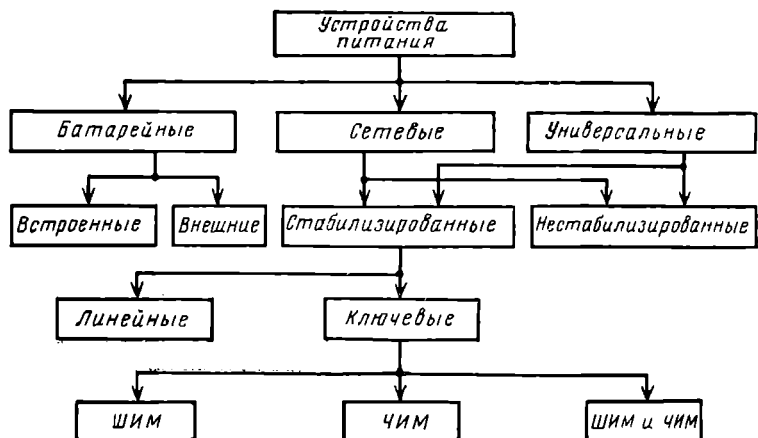


Рис. 8.3. Классификация устройств питания

и синхронизируемы. В релейных стабилизаторах ключевой режим достигается за счет режима самовозбуждения. В синхронизируемых стабилизаторах имеется задающий генератор. С конструктивной точки зрения есть устройства питания, выполненные на дискретных элементах, и устройства, использующие интегральные микросхемы.

8.2. Устройства питания с линейными стабилизаторами

Принцип работы линейного стабилизатора непрерывного действия, использующего компенсационный способ стабилизации, иллюстрируется структурной схемой рис. 8.4. Параметрические стабилизаторы, несмотря на простоту, не нашли применения в портативных телевизорах, так как обладают худшей стабильностью выходного напряжения и более высоким внутренним сопротивлением. Согласно схеме рис. 8.4 постоянное напряжение, подлежащее стабилизации, поступает на вход регулирующего элемента 1. Часть выходного напряжения снимается с измерительного элемента 2 и сравнивается с эталонным опорным напряжением, вырабатываемым источником 4, в устройстве сравнения 3. Разность этих напряжений, представляющая собой сигнал ошибки цепи автоматического регулирования, через усилитель постоянного тока 5 подается на регулирующий элемент. Последний представляет собой регулируемый резистор, сопротивление которого в каждый момент времени зависит от значения сигнала ошибки, поступающего с усилителя. Всякое отклонение напряжения на выходе стабилизатора от заданного значения вызывает такое изменение сопротивления регулирующего элемента, при кото-

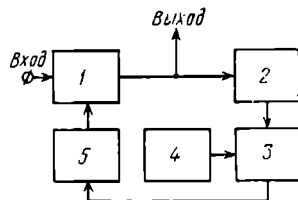


Рис. 8.4. Структурная схема линейного стабилизатора: 1 — регулирующий элемент; 2 — измерительный элемент; 3 — устройство сравнения; 4 — источник опорного напряжения; 5 — усилитель регулировочного напряжения

ром выходное напряжение возвращается к заданному уровню с точностью, определяемой схемой стабилизатора. Таким образом, в регулирующем элементе непрерывно расходуется мощность $P = (E_{вх} - E_{сг}) (I_n + I_{сг})$, где $E_{вх}$ — напряжение на входе стабилизатора; $E_{сг}$ — напряжение на его выходе; I_n — ток нагрузки; $I_{сг}$ — ток, потребляемый элементами стабилизатора, которые питаются от выходного напряжения.

Из-за потерь мощности в регулировочном элементе практически невозможно получить КПД линейного стабилизатора выше 40–60%. Кроме того, для теплоотвода регулировочный элемент приходится снабжать громоздким радиатором. Существенными достоинствами линейных стабилизаторов являются простота схемы, высокая степень сглаживания пульсаций, отсутствие помех, обычно присущих ключевым стабилизаторам. Поэтому они нашли довольно широкое применение в портативных телевизорах.

Практические схемы. В практических схемах устройств питания функции регулировочного элемента выполняет транзистор, включенный последовательно в цепь подачи питающего напряжения. В схеме рис. 8.5 регулирующим является транзистор T_1 . При увеличении входного напряжения и уменьшении тока нагрузки сопротивление регулирующего транзистора должно увеличиваться, а при

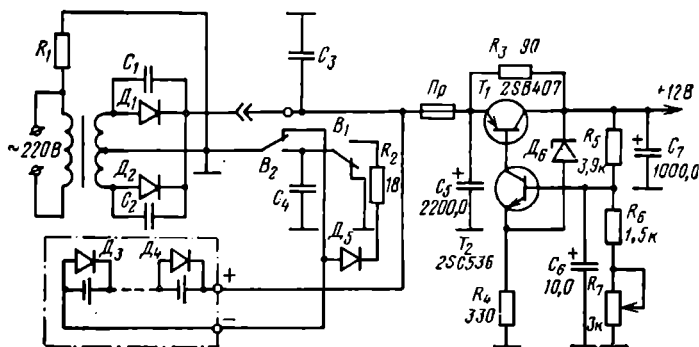


Рис. 8.5. Принципиальная схема блока питания телевизора GE-R1

уменьшении входного напряжения и увеличении тока нагрузки — уменьшаться. Сопротивление транзистора T_1 току нагрузки зависит от разности потенциалов на базе и эмиттере. Если напряжение на выходе стабилизатора отличается от эталонного, задаваемого стабилитроном D_6 , то разность напряжений, прикладываемая к базе усилительного транзистора T_2 , усиливается им и воздействует на базу регулирующего транзистора T_1 , изменяя его сопротивление таким образом, что выходное напряжение становится равным эталонному.

Режим стабилитрона по току задается резистором R_4 . Коэффициент стабилизации напряжения тем выше, чем меньше динамическое сопротивление диода и чем больше сопротивление резистора R_4 . Ток, протекающий через диод, составляет единицы миллиампер. Регулирующий транзистор должен пропускать токи 0,5–1,5 А. Поэтому в качестве регулирующего транзистора используется мощный транзистор, который обычно закрепляется на теплоотводящем радиаторе. Коэффициент усиления тока мощных транзисторов в большинстве случаев лежит в пределах 20–30. Отсюда следует, что измерительная схема должна обеспечить базовый ток регулирующего транзистора 20–50 мА. Такой ток нельзя получить непосредственно от стабилитрона. Поэтому между опорным диодом и регулирующим транзистором включается усилитель постоянного тока на транзисторе T_2 , который одновременно выполняет роль устройства сравнения. Ток транзистора T_2 прямо пропорционален разности напряжений, поступающих на его базу и эмиттер. Часть выходного напряжения на базу T_2 подается с делителя на резисторах R_5 , R_6 , R_7 , выполняющего функции измерительного элемента. Потенциометр R_7 позволяет установить необходимое выходное напряжение. Он необходим при настройке схемы и в случае замены транзисторов и других элементов схемы. Регулировка выходного напряжения осуществляется

только в определенных пределах. Настроенная схема обеспечивает устойчивую стабилизацию питающего напряжения при изменении напряжения сети переменного тока в пределах $\pm 10\%$. Выходное напряжение при этом меняется на $\pm 0,5\%$. Для повышения КПД рассматриваемого устройства желательно подавать на стабилизатор выпрямленное напряжение с возможно меньшим уровнем пульсаций. При использовании на выходе выпрямителя конденсатора C_4 большой емкости пульсации напряжения на выходе стабилизатора удаётся

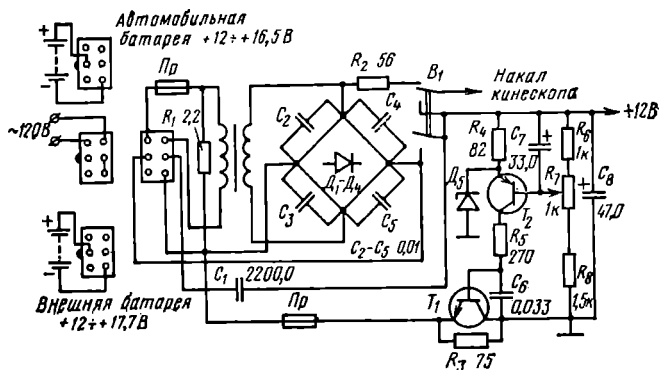


Рис. 8.6. Принципиальная схема блока питания телевизора А10-1

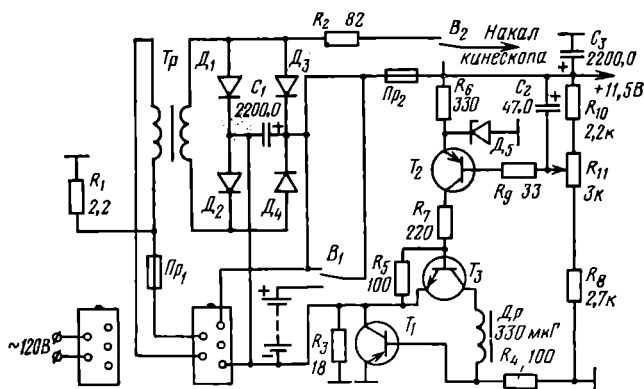


Рис. 8.7. Принципиальная схема блока питания телевизора GE-R2

снизить до 1%. Дальнейшее снижение уровня пульсации обеспечивается включением на выходе стабилизатора фильтрующего конденсатора C_7 большой емкости. Этот конденсатор уменьшает также выходное сопротивление стабилизатора по высокой частоте и при питании от него импульсных схем улучшает развязку.

Схема стабилизатора рис. 8.5. не очень практична, так как коллектор регулирующего транзистора соединен с плюсовой шиной. Это неудобно потому, что мощный транзистор T_1 приходится изолировать от радиатора, что ухудшает теплоотвод и требует радиатор больших размеров. Схема, показанная на рис. 8.6, подобна предыдущей по построению стабилизатора, но в ней регулирующий транзистор включен последовательно в минусовую шину. Это дает возможность заземлить его коллектор и улучшить теплоотвод, установив транзистор на радиатор. В этой схеме предусмотрен дежурный режим накала кинескопа (B_1) небольшим переменным напряжением, подаваемым через ограничительный резистор R_2 . Такой режим подогрева обеспечивает быстрое появления изображения при включении телевизора и повышает срок службы кинескопа.

В более мощных устройствах питания может нехватить тока измерительного элемента для регулировки проходным транзистором. В этом случае включается промежуточный усилитель постоянного тока (например, каскад на T_2 в схеме рис. 8.7). Транзисторы T_2 и T_3 включены по схеме составного транзистора. Это обеспечивает высокий коэффициент усиления тока и необходимую мощность управляющего сигнала.

8.3. Ключевые стабилизаторы

Принцип работы. В линейных стабилизаторах непрерывного действия цепь обратной связи воздействует на сопротивление регулирующего элемента. В ключевых стабилизаторах выходное напряжение поддерживается неизменным за счет соответствующего изменения скважности работы регулирующего элемента, который в данном случае действует в ключевом режиме. Следовательно, теперь управляющим сигналом для регулирующего элемента (будем называть его теперь ключевым элементом) является не постоянное напряжение ошибки, а импульсы напряжения с меняющейся скважностью. Причем изменение скважности зависит от изменений выходного напряжения и так влияет на ключевой элемент, что компенсирует изменение выходного напряжения. Скважность работы ключа Q определяется как отношение периода его работы T к времени T_n , в течение которого ключ замкнут, т. е.

$$Q = \frac{T}{T_s} = \frac{T_s + T_p}{T_s} = 1 + \frac{T_p}{T_s},$$

где T_p — время, в течение которого ключ разомкнут.

Из приведенной формулы видно, что менять скважность можно несколькими способами. Например, если при постоянном периоде переключения T изменять длительность замкнутого состояния ключа T_z , то получим широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). При неизменном значении T_z изменение периода T приводит к частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Одновременное и непропорциональное изменение T и T_z дает комбинированную модуляцию (одновременно ШИМ и ЧИМ). Указанные способы регулировки скважности используются в ключевых стабилизаторах портативных телевизоров.

Структурная схема ключевого стабилизатора (рис. 8.8) во многом похожа на соответствующую схему линейного стабилизатора (см. рис. 8.4). Она также

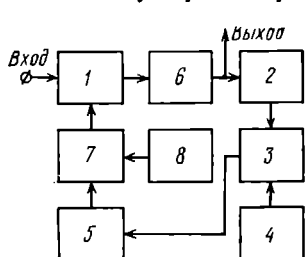


Рис. 8.8. Структурная схема ключевого стабилизатора

Поэтому сигнал с усилителя 5 предварительно подается на преобразователь сигнала 7 и в преобразованном виде поступает на ключ 1, периодически замыкая и размыкая его. При этом изменяется свжажность его переключения так, что выходное напряжение поддерживается постоянным.

Частота переключения $f=1/T=1/(T_a+T_p)$ может быть нефиксированной и фиксированной. В первом случае ключевой стабилизатор работает в автоколебательном режиме. Такой режим возможен, если стабилизатор построен так, что, например, при понижении выходного напряжения $E_{ст}$ ниже определенного уровня ключ I будет замыкаться, а при повышении $E_{ст}$ до некоторого верхнего уровня ключ будет размыкаться. Частота переключения ключа в этом режиме определяется параметрами фильтра, сопротивлением нагрузки, построением цепи управления и пр. Поэтому частота переключения в процессе работы мо-

жет меняться в довольно широких пределах. Одновременно с изменением частоты меняется также длительность замкнутого состояния ключа; это позволяет отнести рассматриваемый режим работы к режиму комбинированной модуляции. Стабилизаторы, использующие этот режим работы, получили название релейных.

В стабилизаторах с фиксированной частотой переключения (синхронизируемые ключевые стабилизаторы) имеется задающий генератор 8. Он определяет частоту переключения регуляторного элемента, а преобразователь 7 вырабатывает широко-модулированные импульсы, длительность которых зависит от напряжения ошибки, поступающего с усилителя 5.

При рассмотрении принципа работы схемы рис. 8.8 полагалось, что на вход ключа 1 поступает постоянное напряжение, которое обычно получается выпрямлением переменного напряжения сети и последующим сглаживанием его с помощью фильтра. Однако если на вход стабилизатора подавать выпрямленное несглаженное напряжение, то и в этом случае подбором определенного режима замыкания ключа можно обеспечить постоянное выходное напряжение.

Стабилизаторы релейного типа. Простейшая схема ключевого стабилизатора этого типа приведена на рис. 8.9. Она отличается от обычного линейного стабилизатора (см., например, рис. 8.7) наличием транзистора T_3 и цепи R_3, C_1 , с помощью которых создается автоколебательный режим. Составной ключевой транзистор T_1, T_2 управляется транзистором T_3 . Когда последний открыт, ключ разомкнут (T_2 закрыт), и конденсатор C_1 заряжается током базы T_3 через резистор R_3 . Повышение напряжения на конденсаторе C_1 приводит к запираанию транзистора T_3 и замыканию ключа (открывается транзистор T_1). Транзистор

T_3 остается запертым положительным напряжением конденсатора C_1 до тех пор, пока последний не разрядится через транзистор T_4 . Время разряда конденсатора C_1 зависит от выходного напряжения $E_{ст}$. При возрастании $E_{ст}$ сопротивление транзистора T_4 понижается и, следовательно, время разряда уменьшается. Когда уменьшающееся положительное напряжение на базе T_3 за счет разряда C_1 достигает определенного уровня, T_3 отпирается. Далее цикл работы повторяется. Рассматриваемая схема не содержит задающего генератора, и поэтому частота переключения транзистора T_1 изменяется в широких пределах. При включении резистора R_3 этот диапазон несколько сужается. Схема

рис. 8.9 характеризуется следующими параметрами: $E_{в} = (23 \dots 24)$ В; $E_{ст} = (10 \dots 20)$ В; $I_{н} = 2$ А; нестабильность номинальной величины $E_{ст} = 12$ В при одновременном изменении $E_{вх}$ от 23 до 34 В, тока нагрузки $I_{н}$ от 1 до 3 А и температуры от -40 до $+50^\circ\text{C}$ составляет $\pm 2,5\%$; диапазон изменения частоты переключения — от 2 до 4,5 кГц; КПД равен 85...92%; уровень пульсаций выходного напряжения — не более 0,5%.

В стабилизаторе, схема которого показана на рис. 8.10, автоколебательный режим обеспечивает блокинг-генератор, образованный ключевым транзистором T_2 , дросселем $Др_1$ с двумя обмотками и конденсатором C_1 . Обмотка w_{34} дросселя включается таким образом, что обеспечивает цепь положительной обратной связи в блокинг-генераторе. Когда конденсатор C_1 заряжен, его напряжение запирает транзистор T_2 . При этом конденсатор C_1 разряжается через резистор R_4 и открытый транзистор T_3 . Разряд происходит до тех пор, пока не откроется транзистор T_2 . С этого момента ток в обмотке w_{12} начинает расти, а напряжение, наведенное на обмотке w_{34} , стремится запереть транзистор T_2 . Пока транзистор T_2 открыт, конденсатор C_1 заряжается его базовым током, что способствует запираанию T_2 . Когда T_2 начинает закрываться, ток в обмотке w_{12} начинает падать; в результате знак напряжения на обмотке w_{34} меняется и транзистор T_2 закрывается. Далее процесс повторяется. Время разряда конденсато-

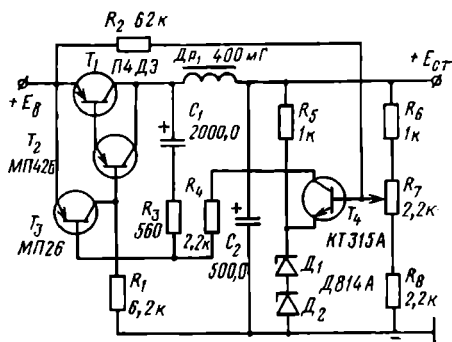


Рис. 8.9. Простейшая схема стабилизатора релейного типа

ра C_1 регулируется каскадом сравнения T_4 через транзистор T_3 . Этим обеспечивается стабилизация выходного напряжения. В процессе работы рассматриваемой схемы длительность открытого состояния T_2 определяется в основном блокинг-процессом и зависит от параметров дросселя, в результате чего практически не изменяется под действием регулирующего напряжения ошибки. В этой схеме изменяется период переключения, поэтому данный стабилизатор можно отнести к типу с частотно-импульсной модуляцией. В стабилизаторе

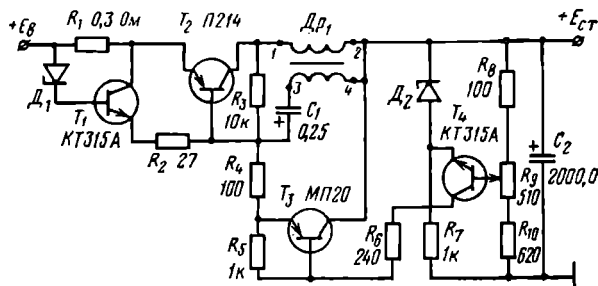


Рис. 8.10. Принципиальная схема стабилизатора с блокинг-генератором

предусмотрена защита от короткого замыкания, осуществляемая транзистором T_1 и стабилитроном D_1 . Стабилитрон D_1 задает уровень срабатывания устройства защиты. Когда из-за увеличения тока нагрузки падение напряжения на резисторе R_1 превысит уровень срабатывания, транзистор T_1 откроется и вызовет запаривание транзистора T_2 . Защита срабатывает при двукратном возрастании тока нагрузки. Стабилизатор характеризуется следующими параметрами: $E_в = 27$ В; $E_{ст} = 18$ В; $I_н = 0,8$ А; нестабильность $E_{ст}$ при изменении $E_в$ от 23 до 34 В и $I_н$ от 0,1 до 0,8 А составляет не более ± 1 В; уровень пульсаций выходного напряжения — не более 2%.

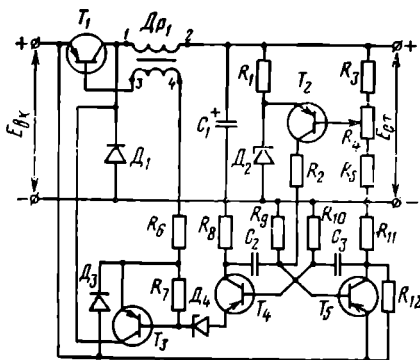


Рис. 8.11. Принципиальная схема синхронизированного стабилизатора

Синхронизированный ключевой стабилизатор содержит отдельный задающий генератор, в состав которого ключевой транзистор не входит. Принципиальная схема одного из таких стабилизаторов показана на рис. 8.11. В ней функции задающего генератора выполняет мультивибратор на транзисторах T_4 , T_5 . Коллекторный ток транзистора T_2 усиительного каскада сравнения протекает через резистор R_9 мультивибратора, определяя при закрытом состоянии T_4 время

разряда конденсатора C_2 . При повышении выходного напряжения $E_{ст}$ возрастает ток коллектора T_2 и ускоряется процесс разряда C_2 . Это приводит к уменьшению времени закрытого состояния транзистора T_4 . Когда транзистор T_4 отпирается, ток, протекающий от $E_в$ через D_3 , R_1 , D_4 , T_4 , R_6 , создает на R_7 напряжение, отпирающее T_3 . В момент отпираания T_3 к коллектору транзистора T_1 через диод D_3 прикладывается напряжение $+E_в$, и ток в обмотке ω_{34} дросселя Dp_1 начинает возрастать. Наведенное на дополнительной обмотке ω_{34} напряжение отпирает транзистор T_1 , и он остается открытым до тех пор, пока открыт транзистор T_4 . Таким образом, при повышении напряжения $E_{ст}$ увеличивается скважность работы ключа, что и требуется для стабилизации выходного напряжения.

8.4. Совмещенное устройство питания

В некоторых современных моделях портативных телевизоров применяются устройства питания, одновременно выполняющие функции стабилизации питающего напряжения и создания отклоняющего тока в строчных отклоняющих катушках [32]. В таких устройствах роль ключевого транзистора стабилизатора выполняет выходной каскад ГСР. Принцип работы одного из вариантов совмещенного устройства питания поясняет рис. 8.12. Переменное напряжение сети (рис. 8.12б) поступает на первый выпрямитель 1 (рис. 8.12а). При этом он может и не иметь на выходе сглаживающего фильтра. Выпрямленное напряжение $E_{\text{вх}}$ (рис. 8.12в) преобразуется ключом 2 в импульсы напряжения (рис. 8.12г), величина которых пропорциональна в каждый момент времени значению напряжения $E_{\text{вх}}$, а длительность определяется характером ШИМ сигнала на регулируемом входе ключа (рис. 8.12з). Импульсы рис. 8.12г трансформируются до нужной величины с помощью трансформатора 3 и поступают на второй выпрямитель (или сглаживающий фильтр) 4, на выходе которого действует стабилизированное постоянное напряжение (рис. 8.12д). Часть этого напряжения с помощью каскада 6 сравнивается с эталонным опорным напряжением, вырабатываемым источником 5. Напряжение ошибки (показано на рис. 8.12е пунктиром) поступает на широко-импульсный модулятор 7, на который одновременно поступают пилообразные импульсы напряжения с выхода генератора 8 (см. рис. 8.12е). В результате на выходе модулятора образуются пилообразные импульсы (рис. 8.12ж), изменяющиеся по амплитуде и длительности в соответствии с изменениями напряжения ошибки. Эти импульсы с помощью формирователя 9 преобразуются в прямоугольные и в качестве переключающего ШИМ сигнала поступают на ключ. Они с помощью ключа подключают к импульсному трансформатору 3 напряжение $E_{\text{вх}}$, обеспечивая тем самым постоянство выходного напряжения $E_{\text{ст}}$. Причем чем меньше $E_{\text{ст}}$, тем шире управляющий импульс и тем на большее время замыкается ключ 2. Рассмотренный ключевой стабилизатор можно использовать для формирования отклоняющего тока строчной развертки, если к трансформатору 3 подключить строчные отклоняющие катушки ОК. При этом период работы генератора пилообразного напряжения 8 должен быть равен длительности строки. С целью синхронизации развертки на вход генератора подаются строчные синхросигналы СИ. Электрическая схема устройства питания, основанного на рассмотренном принципе, приведена в [32].

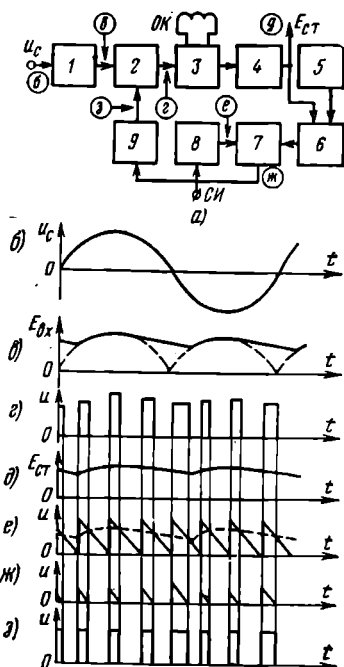


Рис. 8.12. Структурная схема совмещенного устройства питания (а) и осциллограммы напряжений в ней: б — переменное напряжение U_c питающей сети; в — напряжение на выходе первого выпрямителя 1; г — напряжение на выходе ключа 2; д — стабилизированное напряжение $E_{\text{ст}}$ на выходе второго выпрямителя 4; е — напряжение на выходе генератора пилообразного напряжения 8 (пунктиром обозначено напряжение ошибки на выходе каскада сравнения 6); ж — напряжение на выходе широко-импульсного модулятора 7; з — напряжение на выходе формирователя прямоугольных импульсов 9

8.5. Применение интегральных микросхем в устройствах питания

В некоторых последних моделях портативных телевизоров применяются устройства питания с ИС. Как правило, на ИС выполняются мало-мощные схемы управления. Например, фирма «Mullard» специально для этих целей разработала ИС типа TDA2640. Рассмотрим устройство питания с использованием этой схемы (рис. 8.13). В отличие от предыдущих ключевых стабилизаторов компенсационного типа, в этой

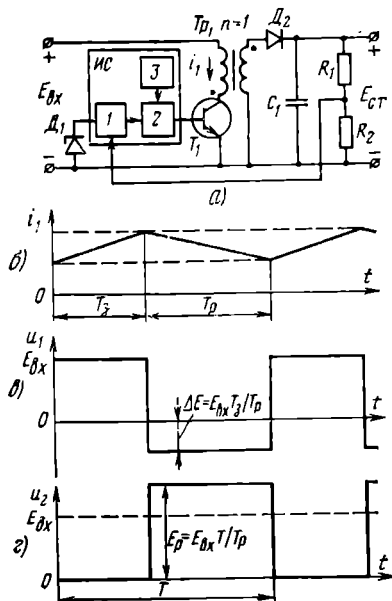


Рис. 8.13. Упрощенная схема стабилизатора с вольтдобавкой (а) и осциллограммы, поясняющие ее работу: б — ток первичной обмотки трансформатора; в — напряжение первичной обмотки; г — напряжение вторичной обмотки

бильность выходного напряжения. Для этого в управляющую ИС включены устройства сравнения 1, широтно-импульсный модулятор 2, задающий генератор 3. Часть напряжения $E_{сг}$ снимается с делителя R_1 , R_2 и сравнивается в 1 с эталонным напряжением, определяемым стабилитроном D_1 . Напряжение ошибки поступает на ШИМ и регулирует длительность прямоугольных импульсов, вырабатываемых задающим генератором. Если по каким-либо причинам $E_{сг}$ станет больше номинального значения, то длительность управляющего импульса уменьшится и выходное напряжение понизится.

Принципиальная схема устройства питания, работающая по рассмотренному принципу, приведена на рис. 8.14. В ней транзистор T_2 является ключевым устройством. Он управляется предвыходным каскадом на транзисторе T_1 . Широтно-модулированные прямоугольные импульсы поступают на базу T_1 с ИС типа TDA2640. Цель D_{10} , R_{23} , C_{20} , подключенная параллельно первичной обмотке выходного трансформатора $Tр_2$, и цепь D_{11} , R_{20} , C_{25} , подключенная между коллектором и эмиттером транзистора T_2 , ограничивают по амплитуде импульсы напряжения, возникающие на первичной обмотке во время выключения транзистора T_2 . Часть стабилизированного напряжения, сравниваемого с эталонным, снимается с делителя R_{10} , R_7 , R_8 . Потенциометр R_6 служит для регулировки выходного напряжения.

В этой схеме ключевой транзистор включен параллельно источнику выпрямленного напряжения $E_{вх}$ через дроссель, которым является первичная обмотка трансформатора. Коэффициент трансформации равен единице. Вторичная обмотка включена так, что напряжение на ней противофазно относительно первичной цепи. Ключевой транзистор управляется по базе импульсами, вырабатываемыми ИС. Когда транзистор открыт, в первичной обмотке нарастает ток i_1 . При запираании транзистора ток i_1 уменьшается. Периодически действующие на базе T_1 импульсы длительностью T_2 вызывают изменение тока i_1 согласно рис. 8.13б. При таком изменении тока на первичной обмотке действуют прямоугольные импульсы напряжения (рис. 8.13в). Причем их размах больше напряжения $E_{вх}$ на величину $\Delta E = E_{вх} T_2 / T_p$. При $n=1$ амплитуда импульсов вторичной обмотки равна (рис. 8.12г) $E_p = E_{вх} + \Delta E = (E_{вх} T) / T_p$.

Эти импульсы выпрямляются диодом D_2 , и на конденсаторе C_1 получается постоянное напряжение $E_{сг} \approx E_p$. Из приведенной формулы видно, что напряжение E_p тем больше относительно $E_{вх}$, чем меньше время T_p , когда транзистор T_1 заперт. Другими словами, чем больше длительность отпирающих импульсов T_2 , тем больше выходное напряжение $E_{сг}$, и наоборот. Таким образом, изменяя нужным образом длительность импульсов T_2 , можно обеспечить ста-

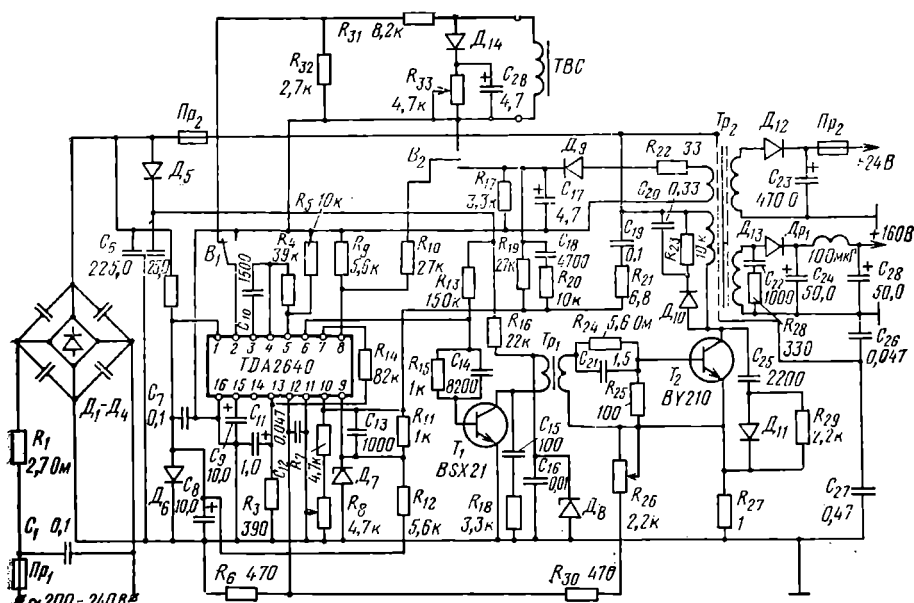


Рис. 8.14. Принципиальная схема блока питания с ИС типа TDA2640

Список литературы

1. Бриллиантов Д. П. Портативные транзисторные телевизоры. М.: Связь, 1969.
2. Бриллиантов Д. П. Расчет и конструирование портативных транзисторных телевизоров. М.: Связь, 1971.
3. Бриллиантов Д. П. Унификация и миниатюризация видеоконтрольных устройств. — Техника кино и телевидения. 1973, № 4, с. 46—50.
4. Бриллиантов Д. П. Кинескопы для цветных переносных телевизоров. — Радио. 1976, № 7, с. 25—27.
5. Бриллиантов Д. П. О возможностях создания портативного приемника цветного телевидения. — Техника кино и телевидения. 1976, № 10, с. 51—59.
6. Бриллиантов Д. П., Водычко В. Р., Борноволоков Э. П. Однолучевой хроматрон — хромоскоп 25ЛК1Ц. — Техника кино и телевидения, 1976, № 12, с. 59—61.
7. Киш-Селдеми Ференц. Новое в технике телевизионного приема. М.: Связь, 1976.
8. Леонтьев В. Ф. Зарубежные транзисторы широкого применения. М.: Энергия, 1969.
9. Белов А.С., Гордеева В. И., Нефедов А. В. Взаимозаменяемые отечественные и зарубежные полупроводниковые приборы. М.: Энергия, 1971.
10. Сухов К. Н., Олдин А. Ф., Чистов В. М. Микросхемы серии К-224 в телевизоре цветного изображения. М.: Сов. радио, 1976.
11. Крючков А. А. Конструирование транзисторных любительских телевизоров. М.: Энергия, 1972.
12. Мунин В. Я., Голынкин З. Б., Минус В. Е., Лашик Л. И. Переносный транзисторный телевизор «Электроника ВЛ-100». М.: Связь, 1973.
13. Товстер Т. Д. Транзисторные телевизоры. М.: Связь, 1966.
14. Зырин Г. А., Ефименков Р. Б., Кобзарев В. А. Переносный транзисторный телевизор «Юность». М.: Связь, 1967.

15. Самойлов В. Ф. Транзисторные генераторы телевизионной развертки. М.: Связь, 1969.
16. Сапелкин П. Г., Бриллиантов Д. П. Об особенностях работы транзисторного ключа в выходном каскаде генератора строчной развертки. — Радиотехника, 1971, № 6, с. 91—93.
17. Бриллиантов Д. П., Сапелкин П. Г. Анализ работы демпферного диода в транзисторном генераторе строчной развертки. — Электросвязь. 1971, № 6, с. 27—34.
18. Бриллиантов Д. П. Анализ совместной работы демпферного диода и транзистора в ГСР. — Электросвязь. 1974, № 1, с. 16—19.
19. Бриллиантов Д. П. Проектирование строчных трансформаторов для портативных телевизоров. — Радиотехника. 1969, № 4, с. 106—108.
20. Бриллиантов Д. П., Фридлянд И. В. Способы коррекции нелинейности телевизионной развертки. — Техника кино и телевидения. 1976, № 1, с. 42—47.
21. Бриллиантов Д. П., Фридлянд И. В. О коррекции нелинейности телевизионной развертки. — Радиотехника. 1974, № 2, с. 87—89.
22. Бриллиантов Д. П., Вишневский С. Е., Геворкян В. И., Гордонов А. Ю. и др. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах (проектирование и расчет). М.: Сов. радио, 1970.
23. Павлов Б., Бративнык Я. Г., Нестерков В. И. Блок строчной развертки — каскады кадровой развертки. — Техника кино и телевидения. 1970, № 10, с. 62—65.
24. Подлипенский В. В., Климин В. П. Бестрансформаторные выходные каскады генераторов телевизионной развертки. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. М.: Связь, 1975, вып. 16, с. 166—175.
25. Баскир И. Н. Бестрансформаторные транзисторные схемы кадровой развертки. М.: Связь, 1977.
26. Бриллиантов Д. П., Фридлянд И. В., Хури Р. М. Экономичный выходной каскад генератора кадровой развертки. — Радиотехника, 1976, № 10, с. 96—100.
27. ГОСТ 7845—72. Телевидение черно-белое. Основные параметры системы телевизионного вещания.
28. Баскир И. Н., Людмирский И. Л. Синхронизация в телевизорах. М.: Связь, 1974.
29. Тихомиров В. С. Синхронизация и развертка в транзисторном телевизоре. М.: Энергия, 1970.
30. Рабинович М. Н. Синхронизация кадровой развертки. М.: Энергия 1976.
31. Грейвер Е. С. Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. М.: Связь, 1970.
32. Павлов Б., Бративнык Я. Г., Нестерков В. И. Блок строчной развертки — источник питания. — Радио. 1976, № 12, с. 35—37.
33. Лагунова Р., Столбова Г., Шамова Т. Микросхемы серии К-174. — Радио. 1977, № 2, с. 57.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие	3
1. Особенности портативных телевизоров	5
1.1. Характеристики портативных телевизоров второго поколения	5
1.2. Новые радиокомпоненты	7
1.3. Структура портативных телевизоров	7
1.4. Портативные цветные телевизоры	8
2. Высокочастотный блок	15
2.1. Принципы построения и технические характеристики	15
2.2. Антенные, согласующие и входные устройства	24
2.3. Селекторы каналов метрового диапазона	31
2.4. Селекторы каналов дециметрового диапазона	40
2.5. Электронная настройка ВЧ блоков	44
3. Тракт изображения	48
3.1. Принципы построения и технические характеристики	48
3.2. Усилитель сигналов промежуточной частоты	53
3.3. Автоматическая регулировка усиления	63
3.4. Видеодетектор и усилитель видеосигналов	66
3.5. Оконечное устройство тракта изображения	71
3.6. Электрические схемы тракта изображения с применением интегральных микросхем	80
4. Тракт звукового сопровождения	84
4.1. Принципы построения и технические характеристики	84
4.2. Усилители сигналов разностной и промежуточной звуковых частот	89
4.3. Детекторы сигналов звукового сопровождения	94
4.4. Усилители низкой частоты	97
4.5. Практические схемы тракта звукового сопровождения на интегральных микросхемах	100
5. Генератор строчной развертки	103
5.1. Принципы построения и технические характеристики	103
5.2. Выходной блок ГСР	108
5.3. Промежуточные усилители	122
5.4. Задающий генератор	127
5.5. Генераторы строчной развертки на интегральных микросхемах	132
6. Генератор кадровой развертки	134
6.1. Принципы построения и технические характеристики	134
6.2. Задающие генераторы	137
6.3. Выходные каскады	145
6.4. Промежуточные каскады и цепи линеаризация	153
6.5. Генераторы кадровой развертки на интегральных микросхемах	155
7. Устройства синхронизации генераторов развертки	158
7.1. Принципы построения и технические характеристики	158
7.2. Амплитудный селектор	163
7.3. Импульсная синхронизация	167
7.4. Инерционная синхронизация	169
7.5. Блок синхронизации на интегральных микросхемах	171
8. Устройства питания	172
8.1. Принципы построения и технические характеристики	172
8.2. Устройства питания с линейными стабилизаторами	175
8.3. Ключевые стабилизаторы	178
8.4. Совмещенное устройство питания	181
8.5. Применение интегральных микросхем в устройствах питания	182
Список литературы	183

1 р. 30 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО • СВЯЗЬ •