

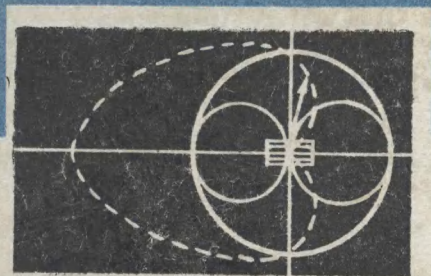
библиотека

ТРЭ

Телевизионный и радиоприем · Звукотехника

В. Д. ЕКИМОВ

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ



Екимов Владимир Дмитриевич

**РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ
ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ**

Редактор *Л. И. Венгренюк*

Техн. редактор *Г. И. Шефер*
Корректор *М. Я. Могильнер*

Сдано в набор 12/V 1972 г. Подписано в печать 12/X 1972 г. Формат бумаги 60×90^{1/16}.
13,5 печ. л., 13,5 усл. печ. л., 15,66 уч.-изд. л.
Т-17607. Тираж 70000 экз. Зак. изд. 14652. Цена 63 коп.
Зак. 198.

Издательство «Связь», Москва-центр,
Чистопрудный бульвар, 2

Ордена Трудового Красного Знамени
Ленинградская типография № 2
имени Евгении Соколовой Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров
СССР по делам издательств, полиграфии и книж-
ной торговли. Измайловский проспект, 29

БИБЛИОТЕКА

≡ ТРЗ ≡

БИБЛИОТЕКА „ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ.
ЗВУКОТЕХНИКА“

Выпуск 68

В. Д. ЕКИМОВ

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ
ТРАНЗИСТОРНЫХ
РАДИОПРИЕМНИКОВ



ИЗДАТЕЛЬСТВО „СВЯЗЬ“
МОСКВА 1972

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

БИБЛИОТЕКИ «ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ. ЗВУКОТЕХНИКА»
АСАБА Э. А., ВОЛОДИН А. А., ГОРОХОВСКИЙ А. В., ИСАЕВ А. Н.,
КЛАДОВЩИКОВ В. Д., КОРОЛЬКОВ В. Г., КРИВОШЕЕВ М. И.,
ПАХОМОВ В. И., САМОЙЛОВ Г. П., СЕМЕНОВ Б. С., СПИРИН А. Г.,
ФАИН М. М.

Екимов В. Д.

Е45 Расчет и конструирование транзисторных радио-
приемников. М., «Связь», 1972.

с илл.

В книге изложены основы расчета и конструирования радиолюбительских радиовещательных и спортивных транзисторных приемников. Рассматриваются требования к приемникам, приводятся соображения по выбору схем и дается методика расчета всех каскадов транзисторного приемника. В книге приведены примеры расчета любительских транзисторных приемников от выбора технических требований до электрического и конструктивного расчета всех его узлов и деталей.

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей от начинающих до квалифицированных. Она может быть полезна техникам и инженерам, а также учащимся и студентам средних и высших технических учебных заведений при курсовом и дипломном проектировании.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
-----------------------	---

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ВЫБОР БЛОК-СХЕМЫ ПРИЕМНИКА И РАСЧЕТ ЕЕ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ

Глава 1. Общие сведения о транзисторных приемниках	9
§ 1.1. Основные задачи и классификация	9
§ 1.2. Функциональные схемы	13
§ 1.3. Выбор функциональной схемы	16
Глава 2. Технические требования, их выбор и особенности конструирования	17
§ 2.1. Общие сведения	17
А. Исходные требования	18
Б. Требования к электрическим параметрам	20
В. Конструктивные и эксплуатационные требования	24
§ 2.2. Радиовещательные приемники	25
§ 2.3. Телевизионные приемники	26
§ 2.4. Приемники для кв и укв спортивной радиосвязи	30
§ 2.5. Однополосные приемники для спортивной радиосвязи	32
§ 2.6. Приемники для спортивных соревнований «Охота на лис»	33
§ 2.7. Примеры расчета	37
§ 2.8. Примеры выбора технических требований и функциональной схемы	37
Глава 3. Выбор транзисторов	40
§ 3.1. Общие соображения	40
§ 3.2. Эквивалентные схемы и основные параметры транзистора	40
Основные схемы включения транзистора	40
Приближенная физическая эквивалентная схема замещения транзистора	42
Формальная эквивалентная схема замещения четырехполюсника	43
Система h -параметров	44
Y -параметры транзистора	45
§ 3.3. Определение низкочастотных Y -параметров транзисторов	48
Вольтамперные характеристики транзисторов и вычисление по ним Y -параметров	48
Перевод системы h -параметров в систему Y -параметров	52
§ 3.4. Высокочастотные Y -параметры транзисторов и их определение	55
§ 3.5. Схемы питания и стабилизации режима транзистора	63
§ 3.6. Выбор транзисторов и их режима	65
Глава 4. Выбор числа поддиапазонов и их границ	68
§ 4.1. Общие соображения	68
§ 4.2. Разбивка рабочего диапазона на поддиапазоны	69
§ 4.3. Выбор блока переменных конденсаторов	71
§ 4.4. Проверка перекрытия поддиапазона	71
§ 4.5. Растянутые поддиапазоны	75
Глава 5. Определение типа, параметров и числа избирательных систем	76
§ 5.1. Общие соображения	76
§ 5.2. Выбор промежуточной частоты	77
§ 5.3. Определение ширины полосы пропускания	77
§ 5.4. Распределение заданной величины избирательности	80

§ 5.5.	Распределение заданной неравномерности усиления в полосе пропускания	81
§ 5.6.	Определение типа, параметров и числа избирательных систем радиоприемника прямого усиления	82
§ 5.7.	Определение типа, параметров и числа избирательных систем супергетеродинного приемника, настроенных на частоту принимаемого сигнала	89
§ 5.8.	Определение типа, параметров и числа избирательных систем, настроенных на промежуточную частоту	95
	Применение усилителей с одиночными резонансными контурами, настроенными на одну частоту	95
	Применение LC-фильтров сосредоточенной селекции	95
	Применение пьезокерамических, пьезомеханических и электромеханических фильтров	100
	Применение двукратного преобразования частоты	106

Глава 6. Определение числа каскадов высокочастотного тракта . . . 107

§ 6.1.	Выбор типа детектора и его электронного прибора	107
§ 6.2.	Определение требуемого усиления до детектора	108
§ 6.3.	Определение типа и числа усилительных каскадов приемника до детектора	110

Глава 7. Предварительный расчет автоматической регулировки усиления (APУ) . . . 115

§ 7.1.	Выбор схемы APУ	115
§ 7.2.	APУ в приемнике для «Охоты на лис»	120
§ 7.3.	Определение числа регулируемых каскадов	122

Глава 8. Определение числа каскадов после детектора . . . 124

§ 8.1.	Общие соображения	124
§ 8.2.	Выбор типа оконечного устройства	124
§ 8.3.	Выбор типов транзисторов для тракта усиления после детектора	126
§ 8.4.	Предварительный расчет выходного каскада	127
§ 8.5.	Определение числа каскадов предварительного усиления	127

Глава 9. Результаты расчета блок-схемы . . . 130

§ 9.1.	Анализ результатов расчета блок-схемы	130
§ 9.2.	Определение типа и параметров источников питания приемника	130

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ПОЛНЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ И КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ОТДЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ РАДИОПРИЕМНИКА

Глава 10. Расчет входных цепей . . . 136












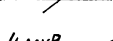
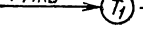




§ 10.1.	Общие сведения о приемных антеннах	136
§ 10.2.	Общие сведения о входных цепях	137
§ 10.3.	Расчет контура входной цепи	140
§ 10.4.	Расчет контура входной цепи с растянутым поддиапазоном	141
§ 10.5.	Входная цепь с магнитной антенной	142
§ 10.6.	Входная цепь с кардиоидной антенной (приемник «Спортсмен — лисолов»)	144
§ 10.7.	Входная цепь с внешнемкостной связью с наружной антенной	148

Глава 11. Расчет усилителей радиочастоты и промежуточной частоты . . . 149

§ 11.1.	Общие соображения, выбор схемы	149
§ 11.2.	Апериодический усилитель	151

§ 11.3. Усилитель радиочастоты с автотрансформаторным включением контура	154
§ 11.4. Усилитель радиочастоты с трансформаторным включением контура	155
§ 11.5. Усилитель промежуточной частоты с одиночным контуром и емкостной связью с последующим каскадом	156
§ 11.6. Усилитель промежуточной частоты с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)	159
Глава 12. Расчет преобразователя частоты	160
§ 12.1. Общие соображения, выбор схем	160
§ 12.2. Расчет смесительной части преобразователя частоты	162
§ 12.3. Выбор и расчет схемы гетеродина	163
§ 12.4. Сопряжение контуров супергетеродинного приемника	164
Глава 13. Расчет амплитудного и частотного детекторов	173
§ 13.1. Общие соображения, выбор схем	173
§ 13.2. Расчет амплитудного полупроводникового диодного детектора	176
§ 13.3. Расчет транзисторного детектора	178
§ 13.4. Расчет частотного детектора	179
Глава 14. Расчет усилителя низкой частоты	181
§ 14.1. Общие соображения	181
§ 14.2. Оконечный усилитель	182
§ 14.3. Предоконечный усилитель	184
§ 14.4. Входной усилитель (первый каскад УНЧ)	185
Глава 15. Расчет автоматической регулировки усиления. Составление принципиальной схемы	186
§ 15.1. Автоматическая регулировка усиления	186
§ 15.2. Расчет схемы «ближний поиск»	189
§ 15.3. Составление принципиальной электрической схемы	190
Глава 16. Основы конструирования	195
§ 16.1. Общие соображения по конструктивному расчету	196
§ 16.2. Конструктивный расчет магнитной антенны	197
§ 16.3. Конструктивная разработка радиоприемного устройства	205
ЛИТЕРАТУРА	209
ПРИЛОЖЕНИЯ	212

Условные обозначения на функциональных схемах

-  — Транзистор
-  — Диод
-  — Неперестраиваемый контур
-  — Контур, перестраиваемый емкостью
-  — Контур, перестраиваемый индуктивностью
-  — Многодиапазонный контур
-  — Высокочастотный трансформатор
-  — Двухконтурный неперестраиваемый фильтр
-  — Фильтр сосредоточенной селекции
-  — Выпрямитель (блок питания от сети)
-  — Цепь АРУ
-  — Цепь с переменной обратной связью
-  — Чувствительность на входе каскада 4 мкВ
-  — Нагрузка на выходе
-  — Магнитная антенна (контур с магнитной антенной)
-  — Электромеханический фильтр
-  — Частотный детектор

Предисловие

Отечественная промышленность выпускает большое количество высококачественных транзисторов, работающих на частотах до нескольких гигагерц. Это позволяет разрабатывать и изготавливать экономичные карманные и переносные приемники, обладающие высокими параметрами и хорошим звучанием на всех радиовещательных и радиолюбительских диапазонах. Новые модели приемников и радиол всех классов проектируют полностью на транзисторах.

В технической литературе описано много промышленных и любительских транзисторных приемников различного назначения и классов. Однако конструирование и изготовление транзисторных приемников радиолюбителями в большинстве случаев производится не на основе теоретического изучения различных транзисторных схем и их принципа работы, а преимущественно копируются определенные любительские и промышленные образцы. В лучшем случае более опытные радиолюбители комбинируют приемники из отдельных элементов этих образцов.

Обычно параметры транзисторного приемника, изготовленного на основе теоретического расчета, не совпадают с техническими требованиями, положенными в основу этого расчета. Поэтому фактические величины некоторых отдельных элементов схем, режим их работы и так далее устанавливаются экспериментальным путем в процессе регулировки и настройки приемника. Это является результатом, с одной стороны, большого разброса параметров транзисторов, с другой — того, что конструктор в процессе расчета приемника совершенно не в состоянии учесть все неуловимые малые связи, взаимодействия и влияния, которые получаются в изготовленном по его расчету приемнике. Приходится уточнять величины некоторых деталей в процессе регулировки. По этой причине многие радиолюбители приходят к выводу, что теоретический расчет транзисторных приемников не нужен, не имеет практического смысла.

Однако это не так. Во-первых, многие элементы транзисторного приемника рассчитываются с достаточной степенью точности, и их величины при изготовлении приемника изменять не приходится. Во-вторых, расчет облегчает и ускоряет последующее налаживание. В-третьих, ознакомление с методами расчета и конструирования является одним из лучших способов уяснения принципов работы узлов транзисторного приемника, что дает радиолюбителю возможность скорее и правильнее построить приемник и получить от него необходимые результаты.

Теоретическая подготовка большинства современных радиолюбителей достаточно высока. Они сами могут рассчитать, а затем изготовить на основе своего расчета транзисторный приемник по своему вкусу. Однако до сих пор вопросы расчета и конструирования транзисторных приемников в радиолюбительской литературе освещены недостаточно строго. В большинстве случаев даются описания готовых схем и конструкций, а также рекомендации по их изготовлению и налаживанию. Радиолюбительская литература по методике расчета и конструирования приемников, предназначенных для спортивных радиосвязей и для «Охоты на лис», отсутствует.

В настоящей книге дана единая методика расчета и конструирования любительских транзисторных приемников различного назначения, в том числе для спортивных радиосвязей и «Охоты на лис». В отличие от учебных пособий по проектированию радиоприемных устройств, в ней дана методика расчета не только супергетеродинных приемников, но также и приемников прямого усиления. Это позволяет пользоваться настоящей книгой начинающим радиолюбителям. Для них дан пример расчета и конструирования простого приемника прямого усиления. По своему уровню методика расчета доступна большинству радиолюбителей. Она позволит им самостоятельно

рассчитать и разработать конструкцию, а затем изготовить транзисторный приемник. В то же время методика расчета и все рекомендуемые формулы строго соответствуют современной теории радиоприемных устройств на транзисторах. Это позволит учащимся и студентам технических учебных заведений пользоваться данной книгой при курсовом и дипломном проектировании. Изложение иллюстрируется практическим расчетом нескольких вариантов любительских приемников (прямого усиления, 1-го класса, для спортивных радиосвязей и для «Охоты на лис») от выбора технических требований до разработки конструкции. Этот расчет дается в виде отдельных связанных между собой общей темой примеров, распределенных по всей книге. Исходные данные каждого последующего примера берутся из предыдущих, в результате получается полный расчет и разработка конструкции приемника.

В первой части книги даются рекомендации по выбору технических требований к любительским транзисторным приемникам различного назначения и методика расчета их блок-схемы.

Во второй части книги излагается методика электрического и конструктивного расчета отдельных узлов и всего приемника в целом.

Большое внимание уделяется краткому разбору физических процессов, происходящих в схеме радиоприемника и его отдельных каскадах, а также выбору и обоснованию принимаемых схемных решений.

Автор выражает искреннюю благодарность канд. техн. наук В. Н. Голубеву за ценные замечания и предложения, сделанные им при просмотре рукописи.

Замечания и пожелания автор просит направлять в издательство «Связь» по адресу: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

ВЫБОР БЛОК-СХЕМЫ ПРИЕМНИКА И РАСЧЕТ ЕЕ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ



Глава 1.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКАХ

§ 1.1. Основные задачи и классификация

Сигналы большого числа радиостанций различного назначения принимаются антенной и одновременно поступают на вход приемника. Кроме того, в антенне наводятся и поступают на вход приемника разнообразные мешающие напряжения, вызванные работой различного электротехнического оборудования и естественными источниками радиоизлучения (атмосферными, космическими и др.). Из всех этих сигналов и помех радиоприемник должен выбрать сигналы только одной радиостанции своего корреспондента, на частоту которой он настроен.

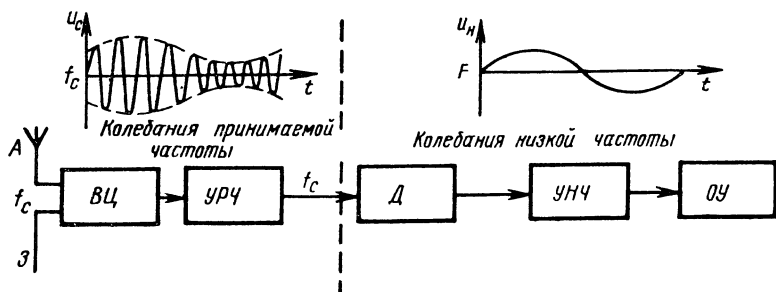


Рис. 1.1

Первой задачей приемника является избирательность — выделение полезного сигнала. Обычно величина сигналов радиостанций, принимаемых антенной, бывает очень мала.

Второй задачей приемника является усиление принятого полезного сигнала. Антенна принимает сигнал, несущий определенную информацию, — модулированный высокочастотный сигнал.

Третьей задачей приемника является преобразование этого сигнала с целью выделения информации в виде сигнала низкой (видео) частоты.

На рис. 1.1 представлена блок-схема простейшего приемника — приемника прямого усиления. Во входной цепи (ВЦ) приемника происходит выделение полезного сигнала и ослабление величины сигналов других станций — избирательность. Усилитель частоты принимаемого сигнала (УРЧ) усиливает поступающий от входной цепи сигнал и осуществляет дополнительное ослабление величины сигналов мешающих станций. Детектор (Д) преобразует модулированный сигнал высокой частоты в сигнал низкой частоты. Усилитель низкой частоты (УНЧ) усиливает этот сигнал до величины, необходимой для срабатывания оконечного устройства (ОУ). Приемник прямого усиления не может обеспечить высокую чувствительность и хорошую избирательность,

особенно в диапазонах коротких и ультракоротких волн, так как с увеличением принимаемой частоты его усиление уменьшается и избирательность ухудшается. Недостатки приемника прямого усиления устраняются в приемнике супергетеродинного типа, блок-схема которого приведена на рис. 1.2.

Приемник супергетеродинного типа содержит те же элементы, что и приемник прямого усиления, но его блок-схема дополнена двумя элементами: преобразователем частоты (Π) и усилителем промежуточной частоты (УПЧ).

Частота принимаемого сигнала f_c преобразуется в сигнал другой, постоянной частоты. На этой частоте $f_{\text{пр}}$, называемой промежуточной, сравнительно

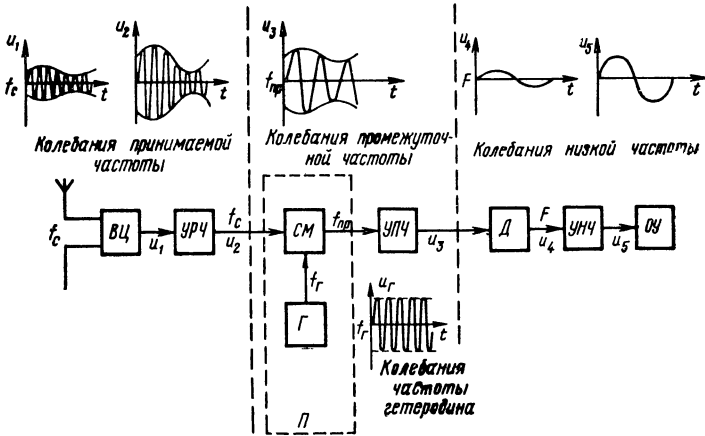


Рис. 1.2

легко получить большое усиление и высокую избирательность. Преобразователь частоты (Π) состоит из смесителя (СМ) и гетеродина (Γ), представляющего собой генератор высокой частоты, создающий вспомогательную частоту $f_{\text{Г}}$.

На рис. 1.3 изображены резонансная характеристика входной цепи и спектр частот, воздействующих на вход супергетеродинного приемника. При настройке супергетеродинного приемника на частоту принимаемого сигнала f_c частота гетеродина должна быть

$$f'_{\text{Г}} = f_c + f_{\text{пр}} > f_c \quad \text{или} \quad f''_{\text{Г}} = f_c - f_{\text{пр}} < f_c. \quad (1.1)$$

Процесс преобразования частоты осуществляется в смесителе. На смеситель воздействуют два высокочастотных колебания: колебание принимаемого сигнала f_c и колебание гетеродина $f_{\text{Г}}$. В результате преобразования частот f_c и $f_{\text{Г}}$ на выходе смесителя получается разностная промежуточная частота $f_{\text{пр}}$.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Если } f'_{\text{Г}} > f_c, \text{ то } f'_{\text{Г}} - f_c = (f_c + f_{\text{пр}}) - f_c = f_{\text{пр}}; \\ \text{если } f''_{\text{Г}} < f_c, \text{ то } f_c - f''_{\text{Г}} = f_c - (f_c - f_{\text{пр}}) = f_{\text{пр}} \end{array} \right\}. \quad (1.2)$$

Как видно из выражений (1.2), в любом случае усилитель промежуточной частоты работает на постоянной частоте $f_{\text{пр}}$ и осуществляет необходимое усиление сигнала промежуточной частоты до детектора и избирательность от соседних станций (рис. 1.3).

Однако если на частоте $f'_3 = f_c + 2f_{\text{пр}}$ или $f''_3 = f_c - 2f_{\text{пр}}$ будет работать другая, мешающая, радиостанция, то в результате взаимодействия ее сигналов

с напряжением гетеродина на выходе преобразователя так же получится промежуточная частота (рис. 1.3):

$$\left. \begin{aligned} f'_3 - f'_r &= (f_c + 2f_{np}) - (f_c + f_{np}) = f_c + 2f_{np} - f_c - f_{np} = f_{np} \\ f''_3 - f''_r &= (f_c - f_{np}) - (f_c - 2f_{np}) = f_c - f_{np} - f_c + 2f_{np} = f_{np} \end{aligned} \right\}. \quad (1.3)$$

Сигналы этой радиостанции будут мешать приему сообщений от основной радиостанции, на частоту которой настроен радиоприемник. Из рис. 1.3 видно, что частоты f_c и f_3 расположены симметрично относительно частоты гетеродина f_r . Таким образом, частота f_3 является как бы зеркальным изображением частоты f_c и ее называют частотой зеркального канала, а помехи на этой частоте — помехами по зеркальному каналу.

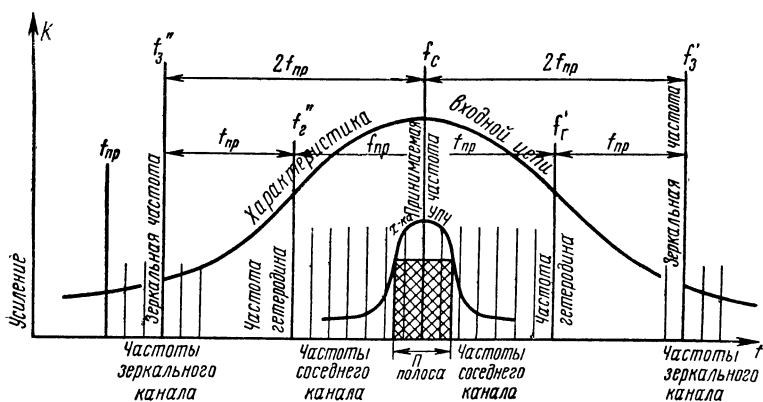


Рис. 1.3

Способность радиоприемника отделить сигналы нужной радиостанции от сигналов радиостанций, работающих на частотах соседних с принимаемой (слева и справа), называется *избирательностью по соседнему каналу*.

Способность радиоприемника отделить сигналы нужной радиостанции от сигналов радиостанций, работающих на частотах зеркального канала, называется *избирательностью по зеркальному каналу*.

Кроме того, в супергетеродинном приемнике могут приниматься сигналы радиостанций, работающих на промежуточной частоте (рис. 1.3). Ослабление этих сигналов называется *избирательностью на промежуточной частоте*.

Таким образом, в супергетеродинном радиоприемнике имеется несколько каналов приема, избирательность по которым обеспечивается избирательными системами различных каскадов приемника.

Избирательность по зеркальному каналу и на промежуточной частоте обеспечивается входной цепью и контурами каскадов УРЧ. Избирательность по соседнему каналу обеспечивается избирательными системами, настроенными на промежуточную частоту, т. е. в каскадах преобразователя и УПЧ.

Приемники супергетеродинного типа имеют ряд недостатков, особенно существенных для начинающих радиолюбителей: сложность схемы и физических процессов в ней; сложность монтажа, конструкции и налаживания; наличие дополнительных каналов приема (источники дополнительных помех), тогда как приемники прямого усиления имеют существенные для начинающего

радиолюбителя преимущества: простоту схемы и физических процессов в ней; простоту монтажа, конструкции и налаживания; отсутствие дополнительных каналов приема; дешевизну и экономичность. Поэтому при сравнительно низких технических требованиях по чувствительности и избирательности имеет смысл попытаться их осуществить в схеме прямого усиления, которая при этом может получиться значительно проще супергетеродинной. Применение магнитной антенны, имеющей высокую добротность, позволяет обеспечить заданную избирательность без использования контуров в каскадах усиления принимаемой частоты. Это позволяет ограничиться одиночным конденсатором переменной емкости и значительно упростить конструкцию приемника. Приемники прямого усиления рекомендуются для изготовления начинающим радиолюбителям, а также в миниатюрных конструкциях.

Недостатки супергетеродинных приемников незначительны при современном состоянии радиоприемной техники и радиотехнической промышленности. Благодаря большим преимуществам супергетеродинные схемы в настоящее время применяются в профессиональных, радиовещательных и большинстве радиолюбительских приемников.

В данной книге рассматривается методика расчета и конструирования радиоприемников как супергетеродинного типа, так и прямого усиления.

Нашей промышленностью и радиолюбителями разработано большое количество схем транзисторных приемников различного назначения. Обилие различных схем затрудняет радиолюбителю-конструктору (особенно начинающему) выбор схемы приемника, удовлетворяющей его запросам и соответствующей его возможностям. Однако, несмотря на кажущееся разнообразие схем транзисторных приемников, можно выделить основные тенденции в их построении, классифицировать по назначению и особенностям, отсеять второстепенные детали, не играющие существенной роли в работе приемника. Это лучше всего сделать с помощью более подробной, чем блок-схема, функциональной схемы приемника. Функциональная схема радиоприемника отличается от его блок-схемы тем, что в ней показываются не только отдельные каскады приемника, но и их основные элементы: транзисторы, избирательные системы, диоды и т. д., а также уровень сигнала вдоль функциональной схемы. Функциональная схема удобнее блок-схемы еще потому, что в наиболее оптимальной схеме транзисторного приемника обычно число контуров не совпадает с числом усилительных каскадов, а также в связи с применением сложных избирательных систем (ФСС, пьезокерамические фильтры и т. д.). По функциональной схеме можно судить не только о числе каскадов приемника, но и о числе усилительных приборов, типе и числе избирательных систем и о величине сигнала на ее элементах.

В зависимости от назначения радиоприемники делятся на три основные группы: радиовещательные промышленные; профессиональные и радиолюбительские.

Радиовещательные промышленные приемники предназначены для приема звуковых и телевизионных программ радиовещания и изготавливаются промышленностью.

Профессиональные приемники служат для осуществления коммерческой и служебной связи, приема радиолокационных, радионавигационных и других специальных сигналов.

Радиолюбительские приемники либо изготавливаются радиолюбителями самостоятельно из готовых или самодельных деталей, либо являются результатом переделки и усовершенствования промышленных радиовещательных и профессиональных приемников. По своему назначению их можно разделить на следующие группы:

- 1) радиовещательные для приема звуковых программ;
- 2) радиовещательные для приема телевизионных программ;
- 3) спортивные;
- 4) специальные (например, для телеуправления моделями, измерительные, панорамные и т. д.).

Их функциональные схемы и особенности будут рассмотрены в следующем параграфе.

§ 1.2. Функциональные схемы

Выбор функциональной схемы транзисторного приемника для разрабатываемой конструкции зависит от предъявляемых к нему радиолюбителем требований и, в первую очередь, от назначения приемника и квалификации радиолюбителя.

Миниатюрные приемники (микроприемники) обычно имеют размер не больше спичечной коробки и выполняются в виде медальона, брелка или броши. Они небольшого веса и предназначаются

для прослушивания радиовещательных программ на головные телефоны. Такие приемники конструируют только по простым схемам прямого усиления (рис. 1.4), содержащим минимальное количество малогабаритных деталей, и, как правило, на один диапазон (св или дв). Избирательные свойства этих приемников сосредоточены во входной цепи. Усиление осуществляется резисторными каскадами принимаемой (рис. 1.4 в, з) и низкой (рис. 1.4 б, з) частот. Выходной каскад одноконтный. Увеличение чувствительности может быть достигнуто применением положительной обратной связи (рис. 1.4 е), а также рефлексной (рис. 1.4 д) или сверхрегенеративной (рис. 1.4 ж) схемы. Простейший детекторный приемник (рис. 1.4 а), состоящий только из одного контура и диодного детектора, изготавливается начинающими радиолюбителями и является обычно их первой конструкцией.

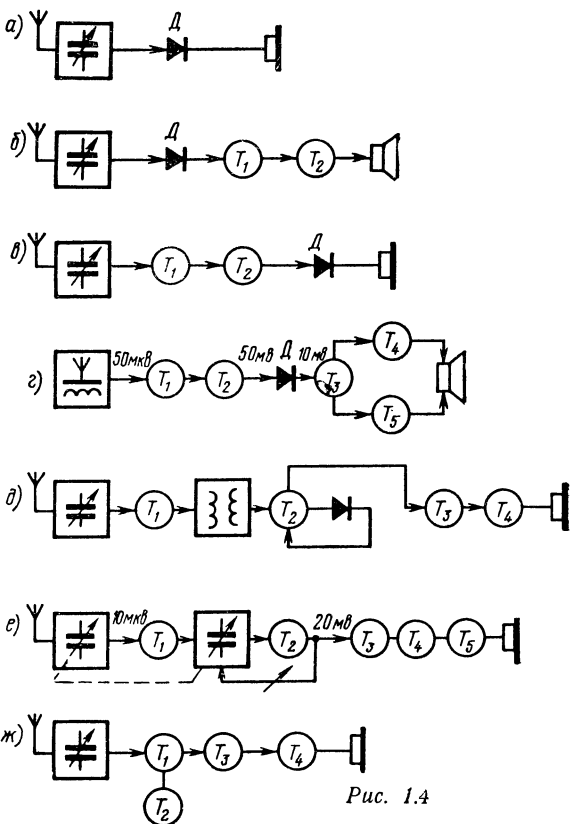


Рис. 1.4

В карманных и переносных приемниках наибольшее распространение получила супергетеродинная схема с однократным преобразованием частоты (рис. 1.5б), которая применяется в выпускаемых нашей промышленностью радиовещательных приемниках всех классов, а также в большинстве радиолюбительских конструкций. Эти приемники имеют магнитную антенну на дв и св диапазонах, штыревую или магнитную антенну на кв диапазонах и динамический громкоговоритель. В приемниках с кв диапазонами для более устойчивой работы применяется схема с отдельным гетеродином (рис. 1.5а). Начинающие радиолюбители часто конструируют карманные и переносные приемники по схеме прямого усиления (рис. 1.4) и простейшим супергетеродинным схемам с резистивными усилителями промежуточной частоты (рис. 1.5в).

Стационарные транзисторные приемники изготавливают по различным схемам (рис. 1.4—1.6), но в основном их конструируют по супергетеродинным схемам. В этих приемниках часто предусматривают возможность воспроизведения грамзаписи. Выходной каскад большей частью двухтактный (рис. 1.5а). Для приема радиовещательных станций, работающих с частотной модуляцией, часто имеется блок укв (рис. 1.6). Введение в приемник УКВ ЧМ диапазона вызывает некоторое усложнение схемы.

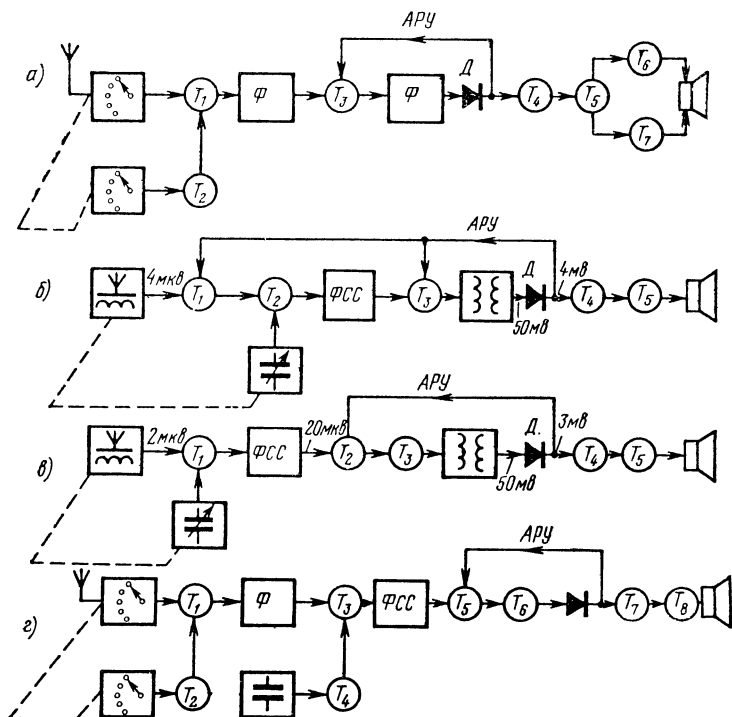


Рис. 1.5

Возможны следующие варианты построения функциональных схем такого приемника:

1. Применение отдельных трактов усиления АМ и ЧМ сигналов (рис. 1.6а). Такая схема позволяет наиболее рационально построить оба тракта и значительно упростить переключатель поддиапазонов. Она проще в изготовлении и наладке. Недостаток: большое количество деталей и транзисторов. Схема не получила широкого распространения.

2. Схема с двукратным преобразованием частоты (рис. 1.6б). Она позволяет получить достаточное усиление в тракте ЧМ на второй промежуточной частоте и удовлетворить противоречивые требования по избирательности (по соседнему и зеркальному каналам). При этом усложняется схема переключения поддиапазонов. Схема чашла применение только в профессиональных и спортивных магистральных приемниках.

3. Схема с общим трактом усиления промежуточной частоты для АМ и ЧМ сигналов (рис. 1.6в). В ней отсутствуют недостатки, присущие первым двум, она получила широкое распространение в транзисторных приемниках с укв диапазоном. Однако эта схема сложнее в изготовлении и наладке и может быть рекомендована только квалифицированным радиолюбителям.

Профессиональные магистральные радиоприемные устройства, а также радиолюбительские конструкции, конструируемые и изготавливаемые опытными радиолюбителями для спортивных целей, часто выполняются с двукратным преобразованием частоты (рис. 1.5з). Преимущества таких приемников:

— большая избирательность по зеркальному каналу благодаря применению высокой первой промежуточной частоты;

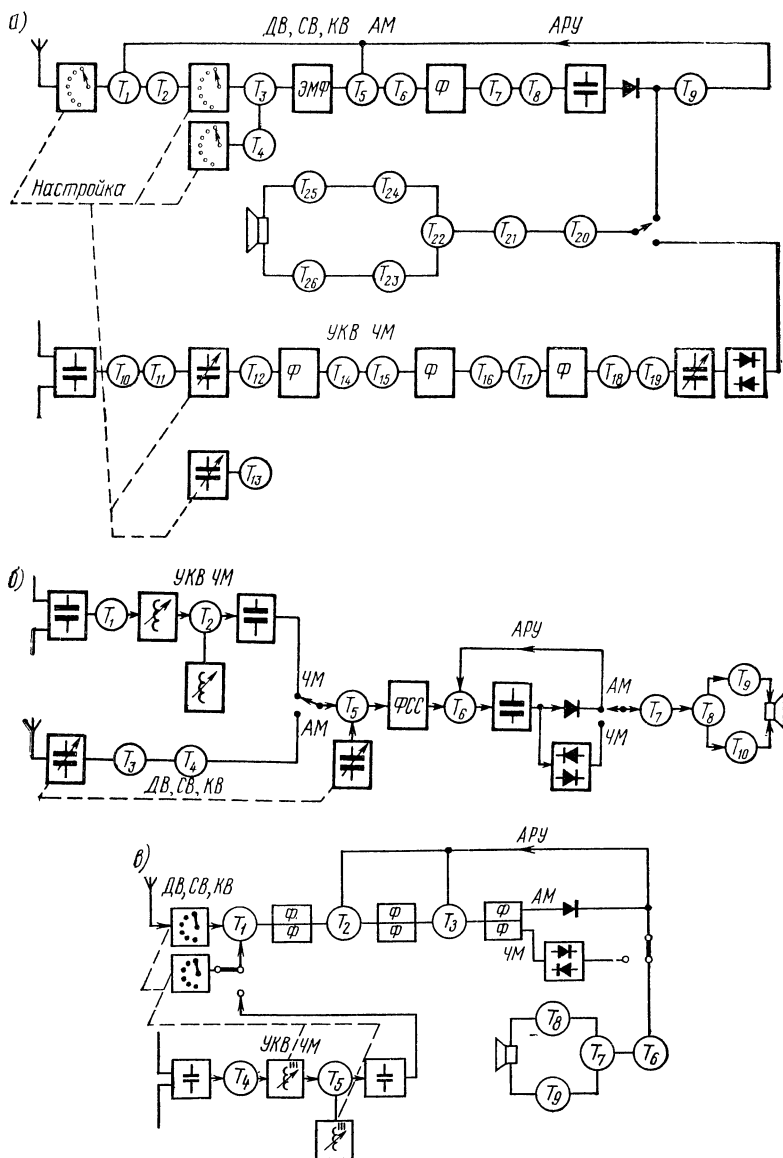


Рис. 1.6

— большая избирательность по соседнему каналу благодаря применению низкой второй промежуточной частоты;

— возможность получения большого устойчивого усиления за счет его распределения по четырем трактам: принимаемой частоты, первой и второй промежуточной частоты и звуковой частоты.

Недостатки двукратного преобразования частоты:

— наличие дополнительных побочных каналов приема на комбинационных частотах, а также на 2-м зеркальном канале, что приводит к увеличению возможности возникновения интерференционных свистов;

— значительное усложнение схемы и конструкции приемника. В связи с этим расчет и выбор функциональной схемы следует начинать с однократного преобразования частоты. В случае невозможности выполнения заданных технических требований можно переходить на схему с двукратным преобразованием частоты.

Рассмотрение всех функциональных схем (рис. 1.4—1.6) позволяет сделать вывод, что они, в принципе, одинаковы до выхода последнего каскада промежуточной частоты и отличаются только числом и видом избирательных систем, а также числом усилительных приборов. Поэтому все эти схемы можно рассчитывать по единой методике.

§ 1.3. Выбор функциональной схемы

Работу по созданию конструкции любительского радиоприемника можно разбить на три отдельных этапа: расчет, конструирование и налаживание.

Расчет. Радиоприемник необходимо рассчитывать в такой последовательности, чтобы как можно лучше и проще выполнить задачи, поставленные назначением приемника и условиями его использования. При этом выполнение каждого последующего пункта должно вытекать из данных предыдущего. В расчет входит:

1) выбор и обоснование технических требований, предъявляемых к будущему приемнику (составление технического задания);

2) выбор и обоснование (разработка) функциональной схемы приемника (предварительный расчет приемника);

3) составление принципиальной схемы приемника и полный электрический расчет отдельных каскадов.

Конструирование. Во время этого этапа на основании полученной при расчете (или взятой из литературы) принципиальной схемы производится разработка и выполнение конструкции шасси, конструктивная разработка отдельных узлов и всего приемника в целом, компоновка деталей, монтаж и изготовление корпуса радиоприемника.

Налаживание. На этом этапе работы проводится проверка работоспособности узлов и блоков смонтированного приемника и осуществляется их настройка и налаживание с целью достижения параметров, заданных в технических требованиях.

Выбрать и обосновать функциональную схему, а также составить ее — это значит решить вопрос о числе усилительных элементов, о типах и числе избирательных систем. Функциональная схема приемника делится на два самостоятельных тракта, расчет которых производится независимо. Граница раздела между трактами — детекторный каскад. Он является обязательным элементом любого радиоприемника, даже самого простейшего (рис. 1.4а). Тракт до детектора — тракт высокой частоты. В его состав входят входная цепь, усилитель принимаемой частоты (*УРЧ*), преобразователь частоты и усилитель промежуточной частоты (*УПЧ*). Причем любой из этих элементов или их сочетание могут отсутствовать (рис. 1.1—1.6). Задачи тракта высокой частоты: обеспечение избирательности, заданной для всего приемника, и усиление принимаемого сигнала до величины, необходимой для нормальной работы детектора (0,15—0,3) в.

Тракт после детектора — тракт низкой (видео) частоты. В его состав входит усилитель низкой (видео) частоты. Задача тракта низкой частоты: уси-

ние сигнала после детектирования до величины, необходимой для нормальной работы оконечного устройства.

Прежде чем приступить к расчету функциональной схемы приемника, на основе заданных технических требований и функциональных схем существующих приемников (рис. 1.4—1.6) составляется ориентировочная функциональная схема. Дальнейший расчет может привести к изменению не только числа и типа избирательных систем и каскадов, а даже типа блок-схемы. Например, на основе заданных низких технических требований (на первый взгляд) выбрали блок-схему приемника прямого усиления. Однако расчет показал, что эти требования в схеме приемника прямого усиления выполнены быть не могут. Приходится переходить на супергетеродинную схему и рассчитывать одну из ее функциональных схем.

Выбор и обоснование функциональной схемы приемника начинается с выбора типов транзисторов для всех ее каскадов, затем определяются число и тип избирательных систем, число каскадов усилителей принимаемой, промежуточной и низкой частот. Выбор и расчет функциональной схемы являются предварительными, ориентировочными. В результате детального, полного электрического расчета всех каскадов функциональная схема может несколько измениться.

Транзисторы обладают существенным недостатком — сильной внутренней обратной связью, которую невозможно полностью нейтрализовать без существенного усложнения приемника.

Тракт высокой частоты с распределенными равномерно по всем каскадам приемника избирательностью и усилением (с применением во всех каскадах одинаковых избирательных систем) оказывается неустойчивым и легко самовозбуждается. В связи с этим в транзисторных радиовещательных приемниках, выпускаемых нашей промышленностью и изготовляемых радиолюбителями, большое распространение получил принцип сосредоточенной селекции. В приемниках прямого усиления (рис. 1.4) избирательность по соседнему каналу обеспечивается входной цепью (контуром магнитной антенны). В приемниках супергетеродинного типа (рис. 1.5в) элементы, определяющие избирательность по соседнему каналу, сосредоточены в каскаде преобразователя частоты в виде фильтра сосредоточенной селекции (ФСС), а определяющие избирательность по зеркальному каналу — во входной цепи в контуре магнитной антенны. Основное же усиление сигнала осуществляется в широкополосных усилителях принимаемой и промежуточной частот, обладающих слабо выраженными избирательными свойствами. В качестве каскадов таких широкополосных усилителей можно применить аperiodические с резистивной нагрузкой (первые каскады) или одноконтурные с низкочастотными контурами (последний каскад перед детектором).

Применение аperiodического усилителя принимаемой и промежуточной частот позволило создать схему транзисторного приемника без нейтрализации внутренней обратной связи транзисторов, имеющую высокое устойчивое усиление. Использование принципа сосредоточенной селекции позволяет значительно ослабить влияние на избирательность приемника, на ширину и равномерность его полосы пропускания таких факторов, как изменение температуры окружающей транзистор среды, разброса параметров транзисторов и изменение напряжения источников питания.

Глава 2.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ИХ ВЫБОР И ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ

§ 2.1. Общие сведения

Расчет и конструирование радиоприемника осуществляется на основе определенных технических требований (условий), которые должны содержать все данные, необходимые для расчета, и все требования, предъявляемые

к приемнику. Технические требования на приемник определяются его назначением, условиями эксплуатации и современными техническими возможностями. Технические требования на аппаратуру, изготавливаемую промышленностью, составляют строго в соответствии с требованиями ГОСТ на эту аппаратуру.

На радиоловительскую аппаратуру технические требования составляются в зависимости от ее назначения и на основе точного выполнения задач, поставленных перед этой аппаратурой. В зависимости от вкуса и желания радиоловителя могут быть заданы любые технически выполнимые условия. При их составлении радиоловитель должен исходить из реальной необходимости и технических возможностей современного состояния радиоприемной техники. Например, нет необходимости для карманного транзисторного приемника, эксплуатация которого предполагается в городских условиях, задавать чувствительность лучше $1,0$ мВ/м, уровень атмосферных и промышленных помех не даст возможности практически использовать такую чувствительность а осуществить ее будет довольно сложно. Поэтому на основе составления требований к приемнику и его отдельным узлам целесообразно принять результаты критического анализа качественных показателей и способов построения существующих моделей и устройств аналогичного назначения (см. параграфы 2.2—2.6).

Все многообразие радиоловительских конструкций приемников можно разделить на две группы: к одной следует отнести все радиовещательные и телевизионные приемники бытового назначения, к другой — спортивные приемники (для ведения любительских радиосвязей, для радиуправления техническими моделями и для соревнований «Охота на лис»).

А. Исходные требования

НАЗНАЧЕНИЕ РАДИОПРИЕМНИКА

Радиоприемник может быть предназначен для приема радиовещательных станций, телевидения, участия в спортивных соревнованиях, управления техническими моделями и т. д. При этом могут быть оговорены условия его использования — в городе, в походе, на автомобиле и т. д.

РОД РАБОТЫ И ТИП МОДУЛЯЦИИ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

По роду работы принимаемые сигналы разделяются на телефонные, телеграфные, телевизионные и телеуправления. При этом могут применяться амплитудная (АМ), частотная (ЧМ), фазовая (ФМ) и импульсная (ИМ) модуляции.

Работа с амплитудной модуляцией используется в радиовещании и любительской радиосвязи. При этом используются двухполосные (излучение АЗ) и однопосные радиосигналы с полным (излучение АЗJ) или частичным (излучение АЗА) подавлением несущей частоты. В телевизионном радиовещании используют остаточную боковую полосу (излучение А5С). Телефонный и телевизионный сигналы характеризуются шириной спектра, ограниченной нижней F_n и верхней F_v частотами и глубиной модуляции m . Амплитудная модуляция используется радиоловителями при передаче радиотелеграфных сигналов незатухающими колебаниями (излучение А1). В этом случае род работы называется амплитудной телеграфией и характеризуется скоростью телеграфирования (бод или слов/минуту).

Частотная модуляция (ЧМ) применяется для радиовещания (излучение F3). Сигналы ЧМ характеризуются индексом модуляции ψ_m и максимальной девиацией (отклонением от средней) частоты Δf_m .

ДИАПАЗОН ПРИНИМАЕМЫХ (РАБОЧИХ) ЧАСТОТ ИЛИ ВОЛН

Диапазон принимаемых частот задается его крайними величинами: наименьшей f_{min} и наибольшей f_{max} . Могут быть указаны наибольшая λ_{max} и наименьшая λ_{min} рабочие волны диапазона. Он должен соответствовать ди-

апазону несущих частот сигналов, которые мы хотим принимать. Диапазон рабочих частот считается перекрывающимся, если приемник можно настроить на любую частоту этого диапазона. Иногда может быть оговорено число поддиапазонов, их крайние частоты или коэффициент перекрытия. В том случае, когда предусматривается работа на одной или нескольких фиксированных частотах, указывается их величина. Для радиосвязи в настоящее время используется очень широкий спектр электромагнитных колебаний. В табл. 2.1

Т а б л и ц а 2.1

ДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА РАДИОЧАСТОТ В СООТВЕТСТВИИ
С РЕКОМЕНДАЦИЯМИ МККР

№ диапазона	Волны	Название диапазона волн	Частоты	Название диапазона частот и сокращенное обозначение
4	100 ÷ 10 км	Мириаметровые	3 ÷ 30 кгц	онч (очень низкие)
5	10 ÷ 1 км	Километровые	30 ÷ 300 кгц	нч (низкие)
6	1000 ÷ 100 м	Гектометровые	300 ÷ 3000 кгц	сч (средние)
7	100 ÷ 10 м	Декаметровые	3 ÷ 30 Мгц	вч (высокие)
8	10 ÷ 1 м	Метровые	30 ÷ 300 Мгц	овч (очень высокие)
9	100 ÷ 10 см	Дециметровые	300 ÷ 3000 Мгц	увч (ультравысокие)
10	10 ÷ 1 см	Сантиметровые	3 ÷ 30 Ггц	свч (сверх высокие)
11	10 ÷ 1 мм	Миллиметровые	30 ÷ 300 Ггц	квч (крайне высокие)
12	1 ÷ 0,1 мм	Децимиллиметровые	300 ÷ 3000 Ггц	Обозначение не присвоено

приведено деление этого спектра на диапазоны в соответствии с рекомендациями МККР¹⁾.

Промежуточная частота иногда задается, но чаще всего выбирается в процессе расчета.

ТОЧНОСТЬ НАСТРОЙКИ ПРИЕМНИКА НА ЗАДАННУЮ РАБОЧУЮ ЧАСТОТУ

Частотная точность настройки приемника на заданную рабочую частоту характеризует допустимую погрешность градуировки и отсчета по шкале и допустимый уход частоты настройки в течение определенного промежутка времени. Этот параметр имеет важное значение для спортивных приемников. В этих приемниках для уменьшения погрешности градуировки шкалы используются кварцевые калибраторы. Верньерно-шкальные системы таких приемников должны изготовляться с большой точностью, что специально оговаривается в технических условиях.

Уменьшение погрешности установки частоты достигается также применением кварцевой стабилизации частоты гетеродина. Все это обеспечивает на соревнованиях по ведению кв радиосвязей быстрый поиск корреспондента и быстрое вхождение в связь. Задается требование к точности установки

¹⁾ МККР — Международный консультативный комитет по радио.

частоты допустимым отклонением $\pm \Delta f$ от истинного значения в любой точке диапазона. Кроме того, указывается допустимая величина F ухода частоты гетеродина от самопрогрева и в процессе эксплуатации за промежутки времени t при изменении температуры и величины питающих напряжений.

ТИП И ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ, ВХОДЫ ПРИЕМНИКА

В технических требованиях обязательно указываются типы и параметры антенн, с которыми должен работать приемник. Параметры наиболее распространенных в любительской практике приемных антенн приведены в табл. 2.2.

Т а б л и ц а 2.2

ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

Тип антенны	h , м	L_A , мкн	C_A , пф	r_A , ом
Г-образная горизонтальная	h	20	150 ÷ 300	25 ÷ 400
Наклонный луч	h	(0,5—1,0) l	(4 ÷ 8) l *	25
Метелочная	(0,6 ÷ 0,7) h	(0,5—1) l	(4 ÷ 8) l *	25
Штырь ($h < \frac{\lambda}{4}$)	(0,5 ÷ 0,6) h	—	10 h (5 ÷ 10)	—

Примечание. l — общая длина провода антенны и снижения, м; h — разность между верхней точкой антенны и нижним концом снижения, м; λ — длина волны, м.

*) Практически можно принять около 75 пф.

Данные внутренней магнитной и воздушной рамочной антенны определяются в процессе расчета. Требования к входам приемника связаны с количеством и типами антенн: На кв и укв спортивных линиях радиосвязи используются симметричные направленные антенны, соединяющиеся с приемником симметричными и несимметричными фидерами. В технических требованиях должно быть указано волновое сопротивление фидера.

ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ И ДИОДОВ

Техническими требованиями могут быть оговорены типы и количество транзисторов и диодов. Зависит это от их наличия у радиолюбителя, в продаже, а также от их стоимости, размеров и других причин.

СПОСОБ ПИТАНИЯ И ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ

Питание приемника может осуществляться от сети переменного тока, от бортовой сети автомобиля, от автономных (химических) источников и комбинированным способом. В технических условиях указываются напряжение, максимальная допустимая мощность и стабильность. Обычно при расчете транзисторного приемника стремятся выполнить все требования к его качественным показателям при наибольшей экономичности его питания.

Б. Требования к электрическим параметрам

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

Чувствительностью приемника называется его способность принимать слабые радиосигналы. Способность приемника принимать слабые сигналы, одновременно выделяя их из помех, называется реальной чувствительностью.

Выходная мощность (напряжение) при приеме радиосигналов с амплитудной модуляцией зависит от частоты модуляции F и коэффициента модуляции m . Поэтому чувствительность приемника оценивается при некоторых стандартных значениях $F_{ст} = 400$ гц и $m_{ст} = 0,3$ (стандартная модуляция). Выходную мощность (напряжение) при стандартной модуляции называют нормальной мощностью (напряжением). Нормальное напряжение в $1/m$ раз меньше номинального, а нормальная мощность в $1/m^2$ меньше номинальной. Поэтому при $m_{ст} = 0,3$ и $F = 400$ гц можно считать, что нормальное выходное напряжение в 3 раза меньше номинального, а нормальная выходная мощность в 10 раз меньше номинальной. Номинальная мощность (напряжение) — максимальная мощность (напряжение), которую необходимо получить от приемника при заданном коэффициенте нелинейных искажений.

При приеме сигналов на внешнюю антенну чувствительность приемника оценивается минимальной необходимой величиной напряжения принимаемого сигнала, которое необходимо подать от антенны на вход приемника, чтобы получить на выходе (на оконечном аппарате) нормальную мощность (напряжение).

При приеме сигналов на магнитную антенну чувствительность приемника, часто называемая чувствительностью по полю, оценивается минимальной необходимой величиной напряженности поля принимаемого сигнала в месте приема, которое должно действовать на антенну, чтобы на выходе получить нормальную мощность (напряжение).

Выражается чувствительность в микровольтах ($мкв$), а чувствительность по полю в микровольтах на метр ($мкв/м$) или милливольт на метр ($мв/м$).

Реальная чувствительность приемника выражается такой минимальной необходимой величиной напряжения принимаемого сигнала (напряженностью поля), при которой:

— сигнал (совместно с помехами) на выходе приемника имеет нормальную мощность (напряжение);

— отношение величины мощности (напряжения) полезного сигнала к величине мощности (напряжения) помех не менее заданного. Необходимое значение отношения сигнал/шум зависит от назначения приемника и рода работы (табл. 2.3).

Т а б л и ц а 2.3.

ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ПЕРЕДАЧИ

Вид передачи	$\gamma = P_c/P_{ш}$	Вид передачи	$\gamma = P_c/P_{ш}$
<i>Радиотелеграфия:</i>		<i>Радиовещание:</i>	
прием на слух	0,5 ÷ 4	амплитудная модуляция	50 ÷ 1000
прием на ондулятор	4 ÷ 25	частотная модуляция	30 ÷ 10
буквопечатание	9 ÷ 100	телевидение	50 ÷ 1000
<i>Радиотелефония:</i>		<i>Радиолокация</i>	0,5 ÷ 10
амплитудная модуляция	9 ÷ 100	радиорелейная связь	3 ÷ 10
в системе с помехоустойчивыми видами модуляции	3 ÷ 10		

Задается реальная чувствительность напряжением (напряженностью поля) при определенном отношении сигнал/шум.

ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ

Избирательностью приемника называется его способность выделить напряжение принимаемого сигнала (только одной радиостанции, на которую настроен приемник) из всей суммы напряжений, наводимых в антенне принимаемым сигналом и помехами (в том числе и сигналами других радиостанций). Чем выше избирательность, тем лучше приемник. Количественно избирательность показывает во сколько раз (*дб*) меньше усиливается приемником сигнал мешающей станции, чем полезный сигнал принимаемой станции¹⁾.

Передающая радиостанция, пространство, в котором распространяются радиоволны этой станции, и приемное устройство, настроенное на несущую частоту этой передающей станции, образуют радиоканал, по которому передается та или иная информация. Спектр одного радиовещательного канала при амплитудной модуляции (АМ) занимает полосу частот 8—10 кГц, а при частотной модуляции (ЧМ) — 100—120 кГц. При близких величинах несущих частот спектры различных соседних радиоканалов будут перекрываться (накладываться друг на друга), создавать взаимные помехи и их разделение станет принципиально невозможным. Поэтому были приняты специальные международные соглашения, которые устанавливают для всех радиостанций каждой страны определенные участки частот. При этом соседние станции должны быть разнесены друг от друга при АМ не менее чем на ± 10 кГц, а при ЧМ — на ± 250 кГц.

Избирательность по соседнему каналу задается величиной ослабления σ_c сигнала соседней мешающей станции, выраженной в децибелах, и величиной расстройки Δf_c частоты этой станции от резонансной частоты приемника. При АМ принимается величина расстройки $\Delta f_c = \pm 10$ кГц, а при ЧМ $\Delta f_c = \pm 250$ кГц.

Избирательность по зеркальному каналу задается величиной ослабления σ_z сигнала мешающей станции (выраженной в децибелах), частота которой отличается на две промежуточные частоты от резонансной частоты приемника.

Избирательность на промежуточной частоте задается величиной ослабления $\sigma_{пр}$ сигнала мешающей станции (выраженной в децибелах), работающей на частоте, равной промежуточной.

ПОЛОСА ПРОПУСКАЕМЫХ ЧАСТОТ МОДУЛЯЦИИ

Полоса пропускаемых частот модуляции при заданном ослаблении σ_n задается верхней F_v и нижней F_n частотами модуляции принимаемого сигнала.

КАЧЕСТВО ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СИГНАЛА

В радиоприемнике принятый сигнал последовательно проходит через ряд электрических цепей, содержащих линейные и нелинейные элементы. Поэтому возникает искажение принимаемого сигнала. Чем меньше искажения, тем выше качество воспроизведения. Параметр качества воспроизведения сигнала определяет допустимые искажения.

Частотные искажения вызываются тем, что коэффициент усиления приемника для разных частот модуляции имеет разную величину. Вследствие этого нарушается соотношение между амплитудами составляющих сложного сигнала. Наличие больших частотных искажений при телефонной работе меняет тембр звука. О степени частотных искажений судят по частотной характеристике (кривой верности) приемника. Допустимая степень частотных искажений задается ослаблением σ_n в полосе пропускания приемника или коэффициентом частотных искажений всего тракта приемника. Они показывают степень ослабления сигнала в полосе пропускания (на границах и вну-

¹⁾ Децибел (*дб*) — логарифмическая единица, принятая для оценки отношений напряжений, токов и мощностей. Отношение в децибелах напряжений выражается формулой $\sigma \text{ дб} = 20 \lg \sigma$, где $\sigma = U_0/U_1$.

три полосы). В высокочастотном тракте приемника ввиду малости амплитуд усиливаемого сигнала основное значение имеют частотные искажения.

Нелинейные искажения возникают вследствие нелинейности вольтамперных характеристик транзисторов. В составе выходного (усиленного) сигнала появляются новые гармонические составляющие, которые не содержит принимаемый (входной) сигнал. Изменяется спектральный состав и искажается форма выходного сигнала по сравнению с входным. Нарушается естественное звучание принимаемых сигналов, появляются хрипы и дребезжание до полной неразборчивости речи. Количественно степень нелинейных искажений оценивается максимальной допустимой величиной коэффициента нелинейных искажений (гармоник) K_r . Основное значение нелинейные искажения имеют в выходном каскаде низкочастотного тракта.

Фазовые искажения появляются в результате нарушения фазовых соотношений между гармоническими составляющими несинусоидального сигнала (например, импульса), что приводит к искажению его формы. Оцениваются фазовые искажения максимальным допустимым отклонением $\Delta\varphi_{max}$ фазово-частотной характеристики от прямой в полосе пропускания приемника.

При приеме телефонной передачи (музыка, речь) фазовые искажения не проявляются, так как человеческое ухо не различает фазовых сдвигов. Они очень сильно сказываются при приеме телевизионных и импульсных сигналов, потому что могут вызвать большие изменения формы принимаемых сигналов.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Динамический диапазон приемника представляет собой отношение ($a = E_{A\ max}/E_{A\ min}$) такого максимального уровня сигнала $E_{A\ max}$, при котором нелинейные искажения возрастают до допустимого предела, к такому минимальному уровню сигнала $E_{A\ min}$, при котором соотношение сигнал/шум ухудшается до допустимого предела. Динамический диапазон приемника должен по возможности соответствовать действительному диапазону изменений уровня принимаемых сигналов. Он может во многих случаях, например в приемниках для соревнований «Охота на лис», достигать 80—100 дБ (10—100 тыс. раз). Столь широкий диапазон приемника не всегда можно обеспечить. Поэтому в технических требованиях часто указывают минимальный динамический диапазон d_{min} или требуют получить максимально возможную величину $d_{возм}$ при условии обязательного выполнения требований к другим характеристикам приемника. Применение системы автоматического регулирования усиления приемника при правильном выборе ее свойств позволяет расширить динамический диапазон приемника.

ИЗЛУЧЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ГЕТЕРОДИНА

При расчете и конструировании приемника, особенно спортивного, очень важно уменьшать излучение частоты гетеродина через антенну приемника. Это излучение происходит вследствие просачивания напряжения гетеродина во входные цепи приемника. Оно мешает приему сигналов других спортсменов, участвующих, например, в соревновании «Охота на лис». Задается напряжение частот гетеродина и его гармоник на входе приемника, нагруженном на эквивалент антенны.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ С ГНЕЗД ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Чувствительность с гнезд звукоснимателя задается минимальным напряжением на гнездах для его включения при воспроизведении звукозаписи.

ВЫХОДЫ ПРИЕМНИКА

Технические требования к выходам приемника связаны с его назначением, родом работы и характером нагрузки. В зависимости от рода работы к выходу приемника подключаются телефоны, громкоговорители, линия связи

(трансляционная), телеграфный аппарат, электроннолучевая трубка, исполнительное реле и т. д. Во всех случаях в технических требованиях указывают характер нагрузки на выходе и номинальную выходную мощность (напряжение) при допустимом коэффициенте нелинейных искажений. Иногда задают величину звукового давления, которое должны создавать акустическая система или диффузор громкоговорителя. Номинальной выходной мощностью (напряжением) называется мощность (напряжение), необходимая для работы оконечного устройства с заданным качеством (искажениями). Ее величина определяется типом и режимом работы оконечного устройства. В технических требованиях могут указываться дополнительные выходы, например, для подключения головных телефонов и дополнительного громкоговорителя. В спортивных приемниках для обеспечения приема с нескольких приемников на разнесенные антенны, что необходимо при ведении дальних любительских радиосвязей, могут предусматриваться выходы по промежуточной частоте, детекторов принимаемого сигнала и АРУ. В приемниках, предназначенных для радиоконфлексов, могут предусматриваться выходы по промежуточной частоте, низкой частоте, АРУ и т. д.

РЕГУЛИРОВКИ

В приемнике могут быть заданы ручные и автоматические регулировки.

Ручная регулировка громкости (РРГ) задается диапазоном изменения коэффициента усиления низкочастотного тракта приемника, *дб*.

Ручная регулировка тембра (РРТ).

Ручная регулировка усиления (РРУ) задается диапазоном изменения коэффициента усиления высокочастотного тракта приемника, *дб*.

Ручная регулировка полосы пропускания (РРП) задается либо значениями минимальной P_{min} и максимальной P_{max} полос пропускания высокочастотного тракта приемника при заданном уровне ослабления в полосе пропускания, либо величинами минимальной F_{min} и максимальной F_{max} частот модуляции при заданной величине частотных искажений всего приемника.

Ручная подстройка частоты гетеродина. Осуществляется с помощью подстроечных конденсаторов и подвижных сердечников катушек индуктивности контура гетеродина, задается пределами регулировки.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) задается допустимым наибольшим изменением напряжения сигнала на выходе приемника

$$p = U_{\text{вых max}}/U_{\text{вых min}} \quad (2.1)$$

при заданном диапазоне изменения амплитуды входных (принимаемых) сигналов

$$a = E_A \text{ max}/E_A \text{ min}, \text{ дб.} \quad (2.2)$$

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) используется в тех случаях, когда требуется постоянная подстройка частоты гетеродина с высокой точностью, является обязательным элементом приемников, предназначенных для приема однополосных сигналов.

В. Конструктивные и эксплуатационные требования

Предусматривают требования к конструкции радиоприемника, к его механической прочности, надежности и устойчивости. Конструктивные требования включают: вид конструкции (стационарная, настольная, переносная, карманная и т. д.); внешнее оформление; допустимые габариты (размеры) и вес; допустимые ударные и вибрационные нагрузки; необходимость амортизации и герметизации; количество и расположение органов настройки; тип принятого монтажа (панельный, блочный, навесной, печатный и т. д.); индикаторы включения и настройки.

Предусматривают требования устойчивости к климатическим воздействиям, обеспечения удобства и простоты управления и обслуживания, надеж-

ность работы и стоимость. Климатические требования зависят от предполагаемых условий эксплуатации приемника и устанавливаются диапазоном рабочих температур.

§ 2.2. Радиовещательные приемники

Технические требования на радиовещательные приемники должны составляться в соответствии с ГОСТ 5651—64 [1], а также с современными техническими возможностями. Радиовещательные приемники по своим качественным показателям делятся на 5 классов. Они могут быть с питанием от сети переменного тока и от автономных источников постоянного тока. Технические данные некоторых промышленных транзисторных приемников приведены в приложении I.

Функциональная схема простого любительского карманного транзисторного приемника прямого усиления приведена на рис. 1.4г [4]. Эта схема очень проста, не требует предварительного макетирования, подбора транзисторов и других деталей. Приемник рассчитан на громкоговорящий прием сигналов радиовещательных станций, работающих в диапазонах дв и св. Максимальная выходная мощность приемника — около 100 мвт. Источником питания может служить батарея «Крона» или аккумуляторная батарея типа 7Д-0,1. Прием осуществляется на внутреннюю магнитную антенну. В приемнике применяются дешевые и распространенные типы транзисторов (П402 — 2 шт., МП40 (П14) — 3 шт.). Помещается он в пластмассовом корпусе заводского изготовления с внешними размерами 110×70×35 мм и весит с источником питания около 250 г. Высокочастотная часть приемника состоит из магнитной антенны МА, контур которой обеспечивает избирательность всего приемника, и двухкаскадного резистивного (аперриодического) усилителя принимаемой частоты на транзисторах T_1 и T_2 . Детекторный каскад выполнен по схеме с удвоением напряжения. Первый каскад усилителя низкой частоты на транзисторе T_3 осуществляет предварительное усиление напряжения сигнала, выходной каскад — двухтактный на транзисторах T_4 и T_5 . Вторичная обмотка выходного трансформатора нагружена на динамический громкоговоритель 0,1 ГД-6. Приемник предназначен для приема в основном сигналов мощных и близко расположенных станций, так как его чувствительность по полю — порядка 10—30 мв/м.

На рис. 2.1 изображена функциональная схема сложного радиолубительского стереофонического транзисторного приемника [5]. Приемник супергетеродинного типа, выполнен на 25 транзисторах и 19 полупроводниковых диодах. Он рассчитан на прием программ радиовещательных станций, работающих с частотной модуляцией в диапазоне укв 65,8÷73 Мгц и с амплитудной модуляцией в диапазонах дв 150 ÷ 408 кгц, св 525 ÷ 1605 кгц и кв 6,05 ÷ ÷ 7,3 Мгц (41—49 м), 9,4 ÷ 10 Мгц (31 м), 11,7 ÷ 12,1 Мгц (25 м). В диапазоне укв приемник имеет автоматическую подстройку частоты с коэффициентом подстройки 5—8 раз. Полоса воспроизводимых звуковых частот при приеме АМ сигналов в положении ДП (дальний прием) 100 ÷ 4500 гц, в положении МП (местный прием) — 100 ÷ 7000 гц. При приеме ЧМ сигналов полоса воспроизведения звуковых частот составляет 100 ÷ 12 000 гц. Чувствительность с гнезд звукоснимателя — 250 мв при входном сопротивлении 500 ком. Питается приемник от восьми элементов типа «Марс» или «Сатурн» общим напряжением 12 в. Размер его — 365 × 224 × 120 мм, вес — 4,3 кг. В укв диапазоне приемник имеет сквозной стереофонический тракт и в стационарном режиме может работать совместно с высококачественным стереофоническим услителем нч. Чувствительность приемника при выходной мощности 50 мвт и отношении сигнал/шум 20 дб (10 раз) в положении «дальний прием» (ДП) на всех кв диапазонах — 10 ÷ 15 мкв, на св — 0,7 мв/м, на дв — 1,0 мв/м и укв — 5 мкв (при отношении сигнал/шум 26 дб). Избирательность по соседнему каналу АМ тракта — 60 дб, усредненная крутизна скачков резонансной характеристики ЧМ тракта — 0,25 дб/кгц. Избирательность по зеркальному каналу в диапазонах кв и укв — 30 дб. Промежуточная частота АМ тракта — 465 кгц, ЧМ тракта — 6,8 Мгц. Полоса пропускания

усилителя промежуточной частоты АМ тракта — 9 кГц, ЧМ тракта — 200 кГц. Усиленная АРУ в АМ тракте позволяет при изменении напряжения на входе приемника на 60 дБ (1000 раз) получить изменение напряжения на его выходе менее 8 дБ (2,5 раза).

ЧМ и АМ тракты приемника имеют отдельные каналы усиления (рис. 1.6а и рис. 2.1), что позволило выбрать оптимальную схему каждого тракта, исключить сложную коммутацию при переходе с АМ на ЧМ диапазоны и повысить надежность работы приемника в целом. УВЧ тракт состоит из усилителя принимаемой частоты (T_1), преобразователя (T_2) и четырехкаскадного ($T_3 - T_6$) усилителя промежуточной частоты, в каждом каскаде которого применен полосовой фильтр (рис. 2.1). Частотный детектор выполнен

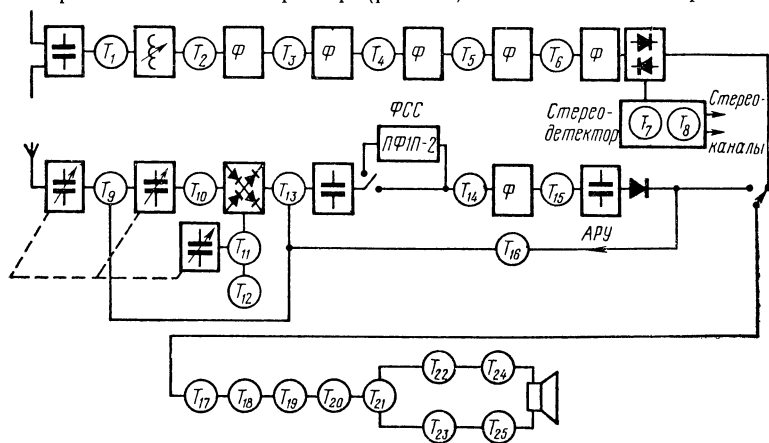


Рис. 2.1

по схеме дробного детектора. Для выделения стереосигнала в приемнике имеется стереодетектор ($T_7 - T_8$). В АМ тракте применены усилитель принимаемой частоты (T_9), кольцевой преобразователь частоты (T_{10}) с гетеродином (T_{11}) и трехкаскадный УПЧ ($T_{13} - T_{15}$). В положении МП (местный прием) пьезокерамический фильтр ПФ1П-2 отключается, полоса пропускания УПЧ расширяется до $14 \div 15$ кГц. Транзистор T_{16} работает в схеме АРУ. Регулирующее напряжение подается на транзисторы T_9 (усилитель принимаемой частоты) и T_{13} (первый каскад УПЧ). УНЧ выполнен на девяти транзисторах ($T_{17} - T_{25}$), выходной каскад собран по бестрансформаторной схеме.

§ 2.3. Телевизионные приемники

Телевизионный сигнал по своему характеру значительно отличается от сигналов радиостанций звукового радиовещания. Он состоит из трех компонентов: амплитудномодулированных сигналов изображения, амплитудномодулированных гасящих и синхронизирующих сигналов, частотномодулированных сигналов звукового сопровождения. В СССР для телевизионного вещания отведен 31 канал, из них 12 — в метровом диапазоне и 19 — в дециметровом (табл. 2.4). Основные параметры телевизионного сигнала приведены в табл. 2.5 (в соответствии с ГОСТ 7845—55).

Диапазоны телевизионного вещания в Европе: I — $48,5 \div 66$ МГц; II — $76 - 100$ МГц; III — $174 - 230$ МГц; IV — $470 \div 622$ МГц; V — $622 \div 958$ МГц; VI — $11,2 \div 11,7$ ГГц.

Телевизионный приемник содержит приемник сигналов изображения, приемник звукового сопровождения и узлы развертки и синхронизации.

Приемные устройства телевизоров, так же как и радиовещательные приемники, могут быть построены по схемам приемника прямого усиления

Таблица 2.4

ЧАСТОТНЫЕ КАНАЛЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ СССР

№ канала	Граничные частоты канала Мгц	Несущая частота изображения Мгц	Несущая частота звукового сопровождения Мгц	№ канала	Граничные частоты канала Мгц	Несущая частота изображения Мгц	Несущая частота звукового сопровождения Мгц
1	48,5 ÷ 56,5	49,75	56,25	25	502,0 ÷ 510,0	503,25	509,75
2	58 ÷ 66,0	59,25	65,75	26	510,0 ÷ 518,0	511,25	517,75
3	76,0 ÷ 84,0	77,25	83,75	27	518,0 ÷ 526,0	519,25	525,75
4	84,0 ÷ 92,0	85,25	91,75	28	526,0 ÷ 534,0	527,25	533,75
5	92,0 ÷ 100,0	93,25	99,75	29	534,0 ÷ 542,0	535,25	541,75
6	174,0 ÷ 182,0	175,25	181,75	30	542,0 ÷ 550,0	543,25	549,75
7	182,0 ÷ 190,0	183,25	189,75	31	550,0 ÷ 558,0	551,25	557,75
8	190,0 ÷ 198,0	191,25	197,75	32	558,0 ÷ 566,0	559,25	565,75
9	198,0 ÷ 206,0	199,25	205,75	33	566,0 ÷ 574,0	567,25	573,75
10	206,0 ÷ 214,0	207,25	213,75	34	574,0 ÷ 582,0	575,25	581,75
11	214,0 ÷ 222,0	215,25	221,75	35	582,0 ÷ 590,0	583,25	589,75
12	222,0 ÷ 230,0	223,25	229,75	36	590,0 ÷ 598,0	591,25	597,75
21	470,0 ÷ 478,0	471,25	477,75	37	598,0 ÷ 606,0	599,25	605,75
22	478,0 ÷ 486,0	479,25	485,75	38	606,0 ÷ 614,0	607,25	613,75
23	486,0 ÷ 494,0	487,25	493,75	39	614,0 ÷ 622,0	615,25	621,75
24	494,0 ÷ 502,0	495,25	501,75				

Таблица 2.5

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА (ГОСТ 7845-55)

Число строк	625	
Число кадров в секунду	25	
Полная ширина телевизионного канала	8 Мгц	
Разность несущих частот изображения и звукового сопровождения	6,5 Мгц	
Полоса частот, занятая сигналом изображения	6,5 Мгц	
Система модуляции	изображения	амплитудная
	звука	частотная
Максимальная девиация частоты звукового сопровождения	±75 кГц	

(рис. 1.1) или по схемам супергетеродинных приемников (рис. 1.2). В телевизионном приемном устройстве прямого усиления (рис. 2.2а) каскады усиления изображения и звукового сопровождения работают на принимаемой частоте. Они обладают свойственными приемникам прямого усиления (см. гл. 1) недостатками и в промышленных телевизорах в настоящее время не применяются. Любители делают телевизионные приемники прямого усиления простейшего типа для приема на небольшом расстоянии от телецентров (3—5 км), работающих на 1—5 каналах (табл. 2.4).

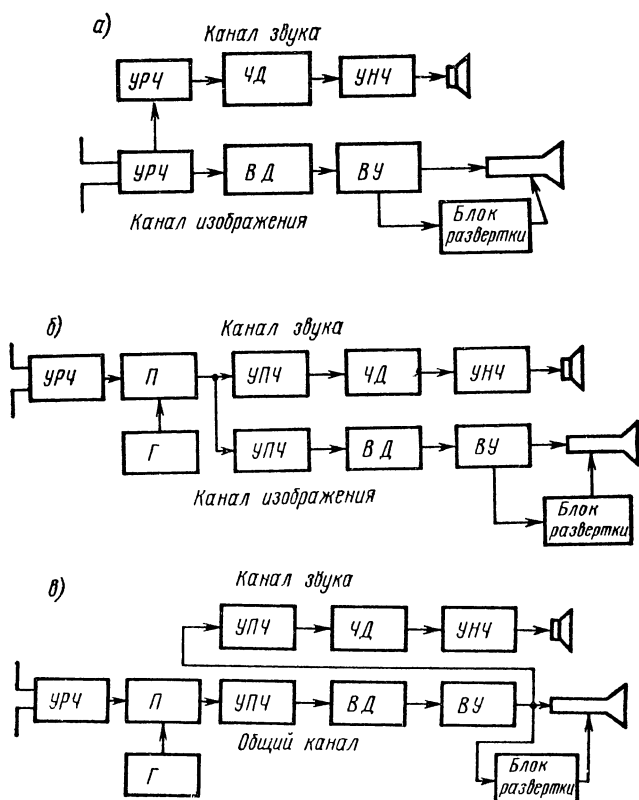


Рис. 2.2

Приемные устройства супергетеродинного типа в телевизорах могут быть построены по двум вариантам, отличающимся друг от друга способом отделения сигнала звукового сопровождения. Блок-схема телевизионного приемника с отдельными каналами усиления сигналов изображения и звукового сопровождения изображена на рис. 2.2б. Телевизионный сигнал из антенны поступает во входную цепь и далее на усилитель принимаемой частоты. Далее сигнал подается на преобразователь частоты. В результате преобразования возникают две промежуточные частоты: сигналов изображения и сигналов звукового сопровождения. После преобразования напряжения этих частот разделяются избирательными цепями и усиливаются отдельно в специальных УПЧ изображения и УПЧ звукового сопровождения. Далее оба сигнала детек-

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ НЕКОТОРЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Тип приемника	Приемные каналы	Чувствительность мкВ	Размер изображения мм	Тип кинескопа	Тип и напряжение источника питания	Число трансисторов шт.	Число диодов шт.	Размеры приемника мм	Вес кг
Юность (ППТ-23-2)	1—12	150 ÷ 250	140X183	23ЛК9Б	Сеть аккумулят. 10КНГ-3,5	30	16	270X205X205	7
Малахит	1—3	50	45X60	7Л055	Сеть батареек «Сатурн», 8 шт.	23	16	110X160X220	3
Космонавт	1—3	200	45X30	5Л038	КБС-ЛЮ, 5 шт.; «Сатурн», 4 шт.	22	6	55X95X200	0,85
Электроника ВЛ-100 (ПТ-16)	1—12	100	100X125	16ЛК1Б	Сеть аккумулят. 12 в	30	18	145X170X200	2,8
Телевизор инж. А. Крючкова («Радио». 1971 г., №№ 4, 5)	1—12	10 ÷ 15 100	92X116	16ЛК1Б (23ЛК9Б)	Сеть 127/220 в, аккумулят 12 в	24	20	105X227X185	4,3
Электрон-215 (унифицированный II класса УПТ-61-П)	1—12	50	481X375	61ЛК1Б	Сеть 127/220 в	—	—	510X390X695	35,5

тируются, усиливаются и поступают сигналы изображения на кинескоп, а сигналы звукового сопровождения — на громкоговоритель.

Блок-схема второго варианта супергетеродинного приемника (одноканального) изображена на рис. 2.2в. В этой схеме входная цепь, усилитель принимаемой частоты и преобразователь такие же, как и в схеме рис. 2.2б. Далее телевизионный сигнал усиливается общим УПЧ, детектируется, усиливается в видеоусилителе и подается на кинескоп. После детектирования телевизионного сигнала на нагрузке видеодетектора, кроме сигналов изображения, выделяется напряжение разностной частоты бений между промежуточными частотами изображения и звукового сопровождения, равная $6,5 \text{ Мгц}$ (для телевизионного сигнала по стандарту СССР). Напряжение разностной частоты, модулированное по частоте сигналом звукового сопровождения, усиливается УПЧ звукового сопровождения, детектируется, усиливается и подается на громкоговоритель. Одноканальные приемники проще, чем приемники с раздельными каналами изображения и звукового сопровождения. Так как разностная частота не изменяется при уходе частоты гетеродина, в одноканальном приемнике отсутствует ослабление и искажение сигналов звукового сопровождения. Одноканальные приемники имеют недостаток, выражающийся в том, что напряжение разностной частоты, кроме полезной частотной модуляции, имеет паразитную амплитудную модуляцию сигналами изображения и синхронизации. Эта модуляция прослушивается в громкоговорителях в виде рокота, похожего на фон переменного тока, избавиться от этого рокота можно, но наладка одноканального телевизора усложняется.

Узлы развертывающего устройства не связаны с приемной частью телевизора, и их расчет дается в специальной литературе. Расчет трактов изображения и звукового сопровождения телевизионного приемника производится по такой же методике, как и радиовещательных приемников, который будет приведен далее.

Технические данные некоторых промышленных и любительских транзисторных телевизионных приемников приведены в табл. 2.6.

К телевизионному приемнику, с точки зрения только приемной части, предъявляются следующие технические требования:

1. Количество телевизионных каналов, которые желательно принимать, и их частоты.
2. Тип телевизионного приемника: прямого усиления или супергетеродин, одноканальный или двухканальный.
3. Чувствительность. Задается, как правило, только для тракта сигналов изображения. При близком расстоянии от телецентра ($5\text{—}10 \text{ км}$) — обычно $500 \div 1000 \text{ мкв}$. При удалении от телецентра требования к чувствительности повышаются, при удалении до 30 км — $150 \div 250 \text{ мкв}$, на более далекие расстояния — не хуже 150 мкв .
4. Четкость изображения. Очень важный параметр, определяющий качество изображения. Измеряется количеством строк, различимых на экране телевизора. Зависит от ширины полосы пропускания и формы резонансной характеристики приемника сигналов изображения.
5. Избирательность по соседним каналам.
6. Качество воспроизведения звукового сопровождения.
7. Автоматические регулировки.
8. Ручные регулировки.

§ 2.4. Приемники для кв и укв спортивной радиосвязи

В табл. 2.7 приведены участки диапазонов, отведенные для спортивных радиолучительских связей. Из этой таблицы видно, что любителям-коротковолновикам отведены для работы очень узкие участки кв и укв диапазонов волн. Коротковолновиков же на нашей планете сотни тысяч, и поэтому на любительских участках тесно, до того тесно, что радиостанции, как говорится, «сидят одна на другой». А мощность передатчиков любительских радиостанций, как известно, очень мала. Чтобы при таких условиях можно было уверенно вести прием дальних станций, необходимо иметь специальный приемник,

обладающий очень хорошей избирательностью и высокой чувствительностью [7]. Кроме того, приемник должен иметь устройства, позволяющие принимать радиостанции, работающие телеграфом. Для облегчения настройки каждый участок диапазона, в котором работают радиолюбители, должен занимать всю шкалу приемника, а сам приемник — иметь хороший верньер. Отсюда ясно, что даже простой спортивный кв и укв приемник по своему устройству гораздо сложнее радиовещательного. Для ведения любительских радиосвязей используются приемники от профессиональных супергетеродинов до самодельных регенеративных приемников прямого усиления. При этом любители ведут связь, используя радиотелефон и радиотелеграф, применяя три основных вида работы: телеграф (CW), телефон с амплитудной модуляцией (AM) и телефон с однополосной модуляцией (SSB). Скорость передачи телеграфных знаков, применяемая любителями, различна. Начинаящие радиолюбители работают медленно, со скоростью 40—60, более опытные — до 120—150 (иногда и более) знаков в минуту.

Т а б л и ц а 2.7

УЧАСТКИ ДИАПАЗОНОВ, ОТВЕДЕННЫЕ ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ СВЯЗЕЙ

Наименование	Длина волны, м	Частота, Мгц	Вид работы
Свободный	600	0,5	Передача сигналов бедствия на море
80-метровый	85,71 ÷ 82,19	3,5 ÷ 3,65	Телефон, телеграф
40-метровый	42,86 ÷ 42,25	7,0 ÷ 7,1	Телефон, телеграф
20-метровый	21,43 ÷ 21,28	14,0 ÷ 14,1	Телеграф
	21,28 ÷ 20,98	14,1 ÷ 14,3	Телефон
	20,98 ÷ 20,91	14,3 ÷ 14,35	Телефон SSB
14-метровый	14,21 ÷ 14,13	21,0 ÷ 21,15	Телеграф
	14,13 ÷ 14,05	21,15 ÷ 21,35	Телефон
	14,05 ÷ 13,99	21,35 ÷ 21,45	Телефон SSB
10-метровый	10,71 ÷ 10,64	28,0 ÷ 28,2	Телеграф
	10,64 ÷ 10,52	28,2 ÷ 28,5	Телефон
	10,52 ÷ 10,45	28,5 ÷ 29,7	Телефон SSB
2-метровый	2,08 ÷ 2,05	144 ÷ 146	Телефон, телеграф
70-сантиметровый	0,714 ÷ 0,685	420 ÷ 435	Телефон, телеграф

Соревнования по радиосвязи на коротких волнах — один из видов радиоспорта, который входит в числе других технических видов спорта в Единую Всесоюзную спортивную классификацию [8], [61]. Соревнования проводятся на всех любительских диапазонах (табл. 2.7), телеграфом (CW) и телефоном (AM и SSB). Как и в любом техническом виде спорта, успех в соревнованиях немало зависит от совершенства и надежности применяемой радиоаппаратуры.

Особые требования к спортивному приемнику:

- 1) наличие всех диапазонов, отведенных для спортивных радиолюбительских связей;
- 2) высокая чувствительность, желательно не хуже 2 мкв в телеграфном режиме;
- 3) высокая реальная избирательность.

Должны быть приняты все меры по борьбе с перекрестными помехами (аттенюаторы и фильтры на входе приемника).

Функциональная схема простого любительского транзисторного спортивного коротковолнового приемника, предназначенного для ведения спортивных радиосвязей, изображена на рис. 1.4е [9]. Этот приемник имеет шесть растянутых коротковолновых любительских диапазонов: $3,5 \div 3,65$ Мгц (80 м); $7,0 \div 7,1$ Мгц (40 м); $14,0 \div 14,35$ Мгц (20 м); $21,0 \div 21,45$ Мгц (14 м); $28,0 \div 28,8$ Мгц и $28,8 \div 29,7$ Мгц (10 м). Его чувствительность при приеме телеграфных станций — $7 \div 10$ мкв, при приеме радиотелефона — не более 15 мкв. Питание — от двух батарей КБС-Л-0,5; потребляемый ток не превышает 8 ма. Выход приемника рассчитан на подключение высокоомных головных телефонов. Для работы с приемником может быть использована любая наружная антенна. Приемник выполнен по схеме прямого усиления 1-У-3 на пяти транзисторах. Первый каскад — усилитель принимаемой частоты (T_1), второй — регенеративный детектор (T_2). Регулировка обратной связи осуществляется с помощью переменного резистора. Далее сигнал усиливается трехкаскадным УНЧ ($T_3 - T_5$).

§ 2.5. Однополосные приемники для спортивной радиосвязи

В спортивной коротковолновой радиосвязи широкое применение получила работа телефоном с однополосной модуляцией (SSB) [44]. Для большей оперативности при ведении радиосвязи радиолюбители часто изготавливают трансиверы (приемопередатчик), гетеродины приемников которых одновременно являются возбуждителями передатчиков [11]. Обычно трансивер предназначается для работы телефоном на одной боковой полосе (SSB) и телеграфом

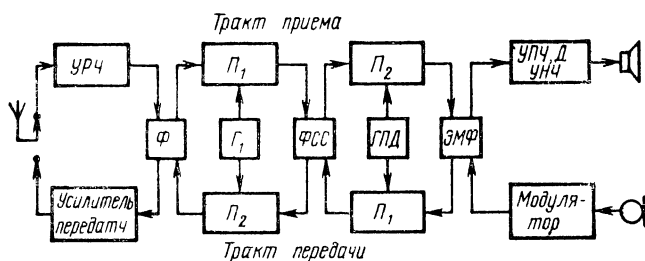


Рис. 2.3

(CW) на любительских диапазонах. На низкочастотных диапазонах (3,5 и 7 Мгц) излучается и принимается нижняя боковая частота, а на высокочастотных — верхняя. Чувствительность при отношении сигнал/шум 10 дб (3 раза) и полосе пропускания 3 кгц должна быть лучше 0,5 мкв. Вариант блок-схемы трансивера изображен на рис. 2.3. Приемник с двойным преобразованием частоты. Нагрузкой усилителя принимаемой частоты служат переключаемые непереключаемые полосовые фильтры, полоса пропускания которых на каждом диапазоне равна его ширине. Входная цепь перестраиваемая. На выходе первого смесителя включен перестраиваемый полосовой фильтр сосредоточенной селекции с диапазоном $6,0 \div 6,5$ Мгц. Первым гетеродином служит диапазонный кварцевый генератор, который работает на основной частоте и нечетных гармониках кварцевого резонатора. Первая промежуточная частота изменяется (перестраивается) от 6,0 до 6,5 Мгц одновременно с изменением частоты генератора плавного диапазона (ГПД). ГПД работает в диапазоне $5,5 \div 6,0$ Мгц. Нагрузкой второго смесителя служит электромеханический фильтр (ЭМФ). Вторая промежуточная частота — 500 кгц.

§ 2.6. Приемники для спортивных соревнований «Охота на лис»

«Охота на лис» — увлекательный и своеобразный вид радиоспорта. Он привлекает большое внимание радиолюбителей и спортсменов и является одним из технических видов спорта, включенных в Единую Всесоюзную спортивную классификацию [8]. Однако массовому и повсеместному проведению спортивных соревнований «Охота на лис» мешает нехватка спортивных приемников-пеленгаторов, конструирование которых доступно далеко не каждому спортсмену, особенно новичку.

«Лисой» называют маломощный ($2 \div 10$ Вт) радиопередатчик, замаскированный на местности так, чтобы «лису» можно было заметить визуально

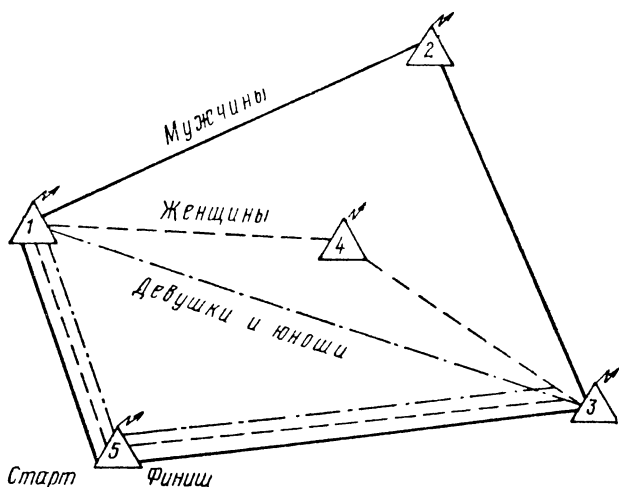


Рис. 2.4

с расстояния не более трех метров. Оператор «лисы» через каждые четыре минуты в течение одной минуты ведет передачу: «я лиса первая, я лиса первая (вторая, третья)». Когда первая «лиса» молчит, работает другая (по порядку номеров), каждая в свою минуту. Все «лисы» работают на одном и том же любительском диапазоне (2, 10 или 80 м). Задача «охотника» — в кратчайшее время найти «лис» на местности (в любом порядке) и вернуться к месту старта, руководствуясь сигналами «лисы-5». Общая длина трассы для мужчин — 10 км, для женщин — 3 км, для юношей и девушек — 1 км. Примерный вариант расстановки «лис» на местности приведен на рис. 2.4 [10]. В «Охоте на лис», как и в любом техническом виде спорта, успех приносит не только хорошая физическая подготовка. Немало зависит и от совершенства «материальной части» [12—15].

Приемник для «Охоты на лис» должен работать устойчиво (сохранять свои основные показатели) в различных условиях. Он не должен возбуждаться или терять чувствительность при колебаниях температуры, влажности, умеренной тряске и ударах. Надежность, которая зависит от качества деталей и монтажа, — важнейший показатель приемника для «Охоты на лис». Приемник должен иметь малый вес, небольшие размеры и минимальное количество органов управления. Параметры некоторых приемников, предназначенных для «Охоты на лис», приведены в табл. 2.8. Анализ параметров и описаний этих приемников [12—15] показывает, что подавляющее их число строится по супергетеродинной схеме. Однако они имеют ряд схемных и конструктивных

Таблица 2.8
ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ СПОРТИВНЫХ СОРЕВНОВАНИЙ «ОХОТА НА ЛИС»

№ пп.	Диапазон МГц	Чувствительность мкв (мкв/м)	Промежуточная частота МГц	Антенная система	Выход	Число транзисторов и диодов	Наличие радиокompаса	Наличие тонального генератора	Источник питания	Потребляемый ток мА	Вес с антенной кг	Размер без антенны мм
1	3,5 ÷ 3,8	10	0,465	Ферритовая штывревая	Телефоны (100 ом)	6/1	—	—	КБСЛ-0,5	10 ÷ 15	0,9	225X48X90
2	3,5	(100)	0,460	Рамочная штывревая	Телефоны (2000 ом)	3 лампы, 1 диод	—	—	1,58СНМЦ 49САМЦГ	—	—	300X70X37
3	3,5 ÷ 3,8	(5 ÷ 10)	0,465	Ферритовая штывревая	$R_{\text{вых}} = 1 \div 4 \text{ мег}$	8/1	—	+	КБСЛ-0,5	10	—	250X65X26
4	3,5 ÷ 3,8	1000	Прямого усиления	Рамочная штывревая	Телефон (100 ом)	5/1	—	—	КБСЛ-0,5	6	—	200X65X26
5	3,5 ÷ 3,8 28 ÷ 29 144 ÷ 146	6	1,0	Ферритовая штывревая	Телефоны (70 ом)	16/1	—	—	КБСЛ-0,5	10 ÷ 15	0,7	128X73X30 100X73X30
6	3,5	—	0,465	То же	Телефоны (130 ом)	13/1	+	+	4хД-0,2	—	—	226X56X30
7	28 ÷ 29,7	3	2,0	Рамочная штывревая	Телефоны (130 ом)	7/1	—	—	7Д-0,1	15	—	168X55X24
8	144 ÷ 146	—	10,7	Волновой канал	Телефоны (130 ом)	13,5	+	+	5Д-0,12	12	—	335X38X38
9	3,5	(100)	—	Рамочная штывревая	Телефон (800 ом)	8/1	+	+	—	12	—	—
10	3,5 ÷ 3,65 28,2 ÷ 29,7 144 ÷ 146	1,0 1,5 2,0	0,465 6,5	То же Волновой канал	Телефоны ТА-56 (130 ом)	14/1	+	+	7Д-0,1	15	—	331X45X26 3 ГОЛОВКИ 94X45X21

особенностей, отличающих их от радиовещательных и профессиональных малогабаритных приемников.

Рассмотрим эти особенности.

1. Для определения направления на «лису» приемник оснащается:

— в диапазоне $144 \div 146$ Мгц (2 м) антенной типа «волновой канал» или ферритовой антенной с катушкой в виде объемного витка [16];

— в диапазонах $3,5 \div 3,6$ Мгц (80 м) и $28 \div 29,7$ Мгц (10 м) антеннами магнитной (рамочной или ферритовой) и штыревой, создающими кардиоидную диаграмму направленности. Для точного определения направления пользуются минимумом магнитной антенны, а штыревую антенну подключают только для

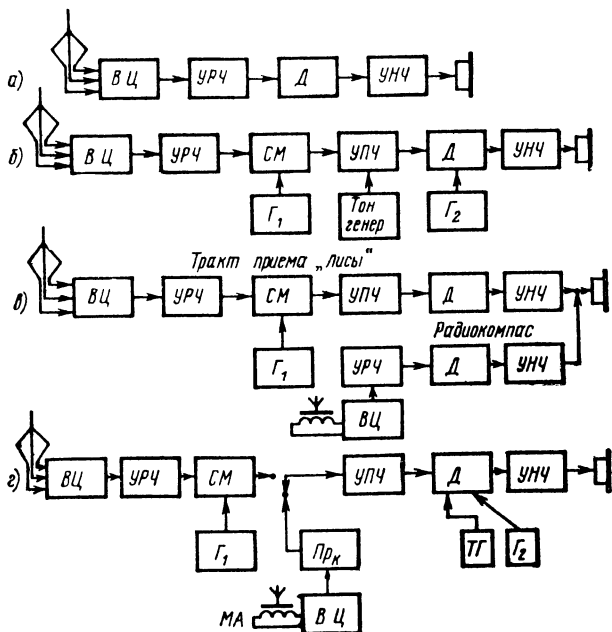


Рис. 2.5

определения стороны «лисы». Штыревую антенну лучше сделать телескопической, чтобы ее можно было убирать при передвижении через лес, кусты и т. д.

2. Сигналы передатчика «Лисы», даже на очень близком расстоянии, не должны попадать на вход приемника иным путем, кроме как через антенну. Иначе невозможно будет определить направление на «лису» или оно будет определено с большой ошибкой. Поэтому обязательна тщательная экранировка как всего приемника, так и отдельных его каскадов, особенно входных цепей и усилителя принимаемой частоты. Сигнал «лисы» может попасть в приемник через провода питания и телефонов. Очень желательно размещать источники питания в корпусе приемника, а телефоны подключить к приемнику через фильтры.

3. Начинаящие «охотники» часто строят приемники для «охоты на лис» по более простой в изготовлении и наладке схеме прямого усиления (рис. 2.5а). Однако она не обеспечивает необходимой высокой чувствительности и избирательности, а при наличии положительной обратной связи (регенератор) и большом усилении работает неустойчиво и излучает в рабочем диапазоне частот.

4. Чувствительность приемников для «Охоты на лис» должна быть высокой — порядка 100 мкв/м при выходной нормальной мощности $0,1$ мвт и

отношении сигнал/шум не менее 20 дБ. При этом должна обеспечиваться глубокая регулировка чувствительности. На близком расстоянии от «лисы» «охотник» должен иметь возможность значительно уменьшить усиление (на $80 \div 100$ дБ), чтобы сохранить линейную зависимость выходного сигнала от уровня входного и предохранить приемник от запирающего сигнала «лисы». Кроме того, необходимо устранить собственное излучение приемника в рабочем диапазоне частот, так как оно может создать помехи другим «охотникам». Накануне старта судейская коллегия соревнований обязательно проверяет приемники всех участников на отсутствие мешающего излучения в рабочем диапазоне. Собственное излучение приемника в рабочем диапазоне не должно прослушиваться другим приемником чувствительностью $20 \div 30$ мкВ/м на расстоянии 10 м (антенны должны быть направлены друг к другу максимумами). Всем этим требованиям может в полной мере удовлетворить только супергетеродинный приемник (рис. 2.5б), позволяющий получить большое устойчивое усиление, хорошую избирательность и широкий динамический диапазон при практически полном отсутствии излучения в рабочем диапазоне частот.

5. Для обеспечения возможности движения по направлению на «лису» в период ее молчания (паузы между сеансами передачи) приемники часто оборудуются радиокompасом. Он позволяет проходить трассу по взятому на «лису» азимуту (направлению) в период ее молчания. Радиокompас представляет собой малогабаритный приемник с магнитной антенной. Он настраивается на радиовещательную станцию, хорошо слышимую в районе соревнований (в диапазоне длинных или средних волн). Радиокompас может быть изготовлен в виде отдельного блока по схеме прямого усиления (рис. 2.5в) или в виде второго поддиапазона приемника, включаемого при отсутствии сигналов «лисы» (рис. 2.5г). Во время работы (сеанса) «лисы» определяют точно направление на «лису» с помощью основного приемника. Затем, не изменяя положения приемника, вращают антенну радиокompаса до тех пор, пока сигнал радиовещательной станции (маяка) не пропадет (или не станет минимальным). При молчании «лисы» (между сеансами ее работы) можно двигаться к ней по сигналам радиокompаса. При правильном движении слышимость сигнала радиокompаса минимальная. При отклонении от правильного курса прием сигналов радиовещательной станции радиокompасом усилится. Настройку радиокompаса необходимо сделать скрытой, чтобы ее нельзя было сбить, и производить отверткой перед выходом на соревнование заранее. При конструировании и изготовлении радиокompаса необходимо обратить внимание на его тщательную экранировку.

6. Для приема немодулированных сигналов в приемнике необходимо иметь тональный генератор или второй гетеродин (рис. 2.5б и г).

7. Полоса пропускания приемника обуславливается шириной спектра частот сигнала, нестабильностью частот передатчика и приемника. Верхняя частота модуляции речевого сигнала может быть ограничена до 3 кГц ($F_{\text{в}} = 3$ кГц). Желательно иметь регулировку полосы пропускания. На старте, когда сигналы «лисы» слабые, для повышения избирательности необходима узкая полоса. При подходе к «лисе» на близкое расстояние полосу необходимо расширить, чтобы облегчить поиск «лисы». Желательно изменение полосы связать с регулировкой усиления.

8. Выходная мощность для работы на головные телефоны должна быть порядка (1—4) мВт. Минимальная необходимая мощность сигнала должна быть не менее 0,1 мВт. С целью экономии источников питания обычно выходная мощность приемников для «охоты на лис» не превышает 1—2 мВт. Кроме того, мощность, превышающая 3—4 мВт, вызывает у «охотника» неприятные болевые ощущения.

9. Допустимое изменение мощности на выходе приемника должно быть не более 6 дБ. Поэтому в приемнике желательно иметь автоматическую регулировку усиления (АРУ), обеспечивающую изменение сигнала на выходе не более 6 дБ при изменении сигнала на входе $80 \div 100$ дБ. При этом не должна ухудшаться диаграмма направленности антенной системы, что практически выполнить очень сложно.

10. Конструктивно приемник для «охоты на лис» должен выполняться таким образом, чтобы его удобно было носить в левой руке, охватывая пальцами за корпус в центре тяжести. Конструкция и размещение органов управления должны обеспечивать «охотнику» удобство пользования приемником и невозможность случайного изменения их положения. Главные органы управления лучше всего располагать так, чтобы ими можно было управлять пальцами той руки, в которой находится приемник. Особенно это касается ручки настройки, так как очень трудно на бегу (и даже на ходу) настроить приемник на слабый сигнал другой рукой. Приемник должен быть надежно защищен от проникновения влаги. Он должен устойчиво работать (сохранять все свои показатели) в различных условиях, не должен возбуждаться и терять чувствительность при изменениях температуры, влажности, тряске и ударах. Приемник должен иметь малый вес, небольшие размеры и минимальное число органов управления.

11. Источник питания должен позволять приемнику непрерывно работать в течение не менее чем 2—3 ч.

§ 2.7. Примеры расчета

Методика расчета иллюстрируется примерами, в качестве которых рассмотрен расчет нескольких вариантов транзисторных приемников. Технические требования для этих вариантов приведены в табл. 2.9. Расчет каждого варианта дается в виде отдельных примеров (распределенных по соответствующим разделам книги) от выбора технических требований до конструктивного расчета и разработки конструкции приемника. Для облегчения отыскания примеров интересующего читателя варианта расчета к номерам всех примеров одного варианта добавлен соответствующий этому варианту (табл. 2.9) буквенный индекс. Например, все примеры варианта Б имеют номера 2.5Б, 3.8Б и т. д.

§ 2.8. Примеры выбора технических требований и функциональной схемы

Пример 2.1 АБ. Провести электрический и конструктивный расчет двух вариантов карманных транзисторных радиовещательных приемников, изготовить которые предполагается из набора радиодеталей «Юность».

Так как набор радиодеталей «Юность» рассчитан на начинающих радиолюбителей, то зададимся сравнительно низкими техническими требованиями (табл. 2.9, варианты А и Б) и выберем для расчета функциональную схему приемника прямого усиления, изображенную на рис. 1.4 г. Приемники должны обеспечить громкоговорящий прием местных и мощных дальних радиовещательных станций на внутреннюю магнитную антенну. Должны быть предусмотрены ручная регулировка громкости и гнездо для подключения внешней антенны.

Пример 2.2В. Провести электрический и конструктивный расчет настольного транзисторного всеволнового радиовещательного приемника первого класса.

Технические требования (табл. 2.9, вариант В), выбранные согласно ГОСТ на радиовещательные приемники [1], могут быть выполнены только в супергетеродинной схеме, поэтому выбираем функциональную схему, изображенную на рис. 1.6а.

Приемник должен обеспечить громкоговорящий прием местных и дальних радиостанций с хорошим качеством звучания на всех радиовещательных диапазонах и воспроизведение звукозаписи. Должны быть предусмотрены гнезда для внешней антенны, телефонов и выносного громкоговорителя. В приемнике должны быть ручные регулировка громкости и тембра, автоматическая регулировка усиления и индикатор настройки.

Пример 2.3Г. Провести электрический и конструктивный расчет транзисторного приемника для спортивных коротковолновых радиосвязей.

Таблица 2.9

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

№ пп.	Параметры	Диапазон	Единица измер.	Варианты						
				А	Б	В	Г	Д		
1	2	3	4	5	6	7	8	9		
1	Тип модулятора			АМ	АМ	АМ, ЧМ	АМ	АМ		
2	Диапазон принимаемых частот	дв св кв-1 кв-II укв	кГц кГц МГц МГц МГц	170 ÷ 240 — — — —	150 ÷ 408 525 ÷ 1605 — — —	150 ÷ 408 525 ÷ 1605 7,0 ÷ 7,4 9,4 ÷ 9,9 65,8 ÷ 73,0	— — 14,0 ÷ 14,35 21,0 ÷ 21,45 —	— — 525 ÷ 1605 3,5 ÷ 3,7 — —		
3	Способ питания			автон.	автон.	сеть	сеть	автон.		
4	Максимальная потребляемая мощность		вт	0,3	0,5	—	—	3 часа работы		
5	Чувствительность	дв св кв-I кв-II укв	мв/м мв/м мкв мкв мкв	10 — — — —	2,5 1,5 — — —	1,0 0,7 30 30 10	— — 5,0 5,0 —	— 1,5 3,0 — —		
6	Промежуточная частота дв, св, кв, укв		кГц МГц	465 —	465 —	465 6,5	465 —	465		
7	Избирательность по соседнему каналу	дв, св кв	дб дб	16 —	16 —	42 42	— 60	26 40		

8	Избирательность по зеркальному каналу	дв	дб	20	26	46	—	—	—
		св	дб	—	20	26	—	—	20
		кв-I	дб	—	—	14	26	26	40
		кв-II	дб	—	—	14	26	—	—
		укв	дб	—	—	22	—	—	—
9	Избирательность на промежуточной частоте	св, дв	дб	26	26	34	—	—	20
		кв	дб	—	—	34	40	40	40
10	Частоты модуляции	F_v	гц	3 000	3 500	12 000 (4 000)	3 000	3 000	3 000
			гц	300	300	80	300	300	300
			дб	14	14	14	14	14	12
11	Ослабление на краях полосы пропускания приемника (по напряжению)								
12	Динамический диапазон		дб	—	30	40	60	60	100
13	Чувствительность с гнезд звукоснимателя		в	—	0,25	0,25	—	—	—
14	Номинальная выходная мощность		вт	0,1	0,1	0,7	0,1	0,1	0,002
15	Коэффициент нелинейных искажений		%	10	10	5	10	10	10
16	Действие автоматической регулировки усиления	а	дб	—	30	40	60	60	100
		р	дб	—	12	12	6	6	6
17	Скорость телеграфирования		слов/мин	—	—	—	120	120	—

Так как приемник должен иметь высокие чувствительность и избирательность, то выбираем для него функциональную схему супергетеродинного типа (рис. 1.5а) и технические требования, приведенные в табл. 2.9 (вариант Г). Приемник должен обеспечить возможность приема любительских радиостанций, работающих телефоном (АМ) и телеграфом (СW) в участках коротковолнового диапазона, отведенного для любительских радиосвязей. Прием должен вестись на внешнюю антенну. Выход приемника должен быть рассчитан на две пары головных телефонов и выносной громкоговоритель. В приемнике должны быть предусмотрены: ручные регулировки громкости по низкой частоте и усиления по высокой частоте, подстройка частоты гетеродина, индикатор настройки и автоматическая регулировка усиления.

Пример 2.4Д. Провести электрический и конструктивный расчет транзисторного спортивного приемника для «Охоты на лис».

Приемник должен обеспечить участие в спортивных соревнованиях «Охота на лис» на одном из любительских диапазонов и иметь радиокompас. В связи с этим выбираем для него функциональную схему рис. 2.5г и технические требования, приведенные в табл. 2.9 (вариант Д). Приемник должен иметь антенную систему с кардиондной диаграммой направленности. Четкость определения стороны должна быть не хуже 10 дБ при отношении $\alpha = E_{a \text{ шт}}/E_{a \text{ рам}} = 0,8$, где $E_{a \text{ шт}}$ — амплитуда эдс от штыревой антенны; $E_{a \text{ рам}}$ — амплитуда эдс от рамочной антенны.

В качестве нагрузки на выходе приемника должны быть низкоомные головные телефоны.

Приемник должен иметь по тракту приема сигналов «лисы» ручную и автоматическую регулировки усиления, по тракту радиокompаса — ручную регулировку усиления.

Глава 3.

ВЫБОР ТРАНЗИСТОРОВ

§ 3.1. Общие соображения

В настоящей главе рассмотрен узкий круг вопросов, необходимый для понимания остальных глав книги и производства расчетов отдельных узлов и радиоприемника в целом, а также приведены необходимые для радиолюбителя сведения, понятия и методы, позволяющие рационально применять транзисторы в любительских разработках и конструкциях, суметь найти в справочниках или вычислить параметры транзисторов, необходимые для расчета той или иной радиотехнической схемы.

Подробное описание устройства, принципа действия и анализ схем включения, эквивалентных схем и различных систем параметров полупроводниковых усилительных приборов читатель может найти в радиолобительской [2; 20; 22; 23] и специальной литературе [1; 18; 19; 21; 24—26]. Все обозначения и терминология, примененные в книге, соответствуют ГОСТ 15172—70. Однако одновременно в данной главе сохранены и обозначения, получившие широкое распространение в ранее выпущенной литературе (в скобках).

§ 3.2. Эквивалентные схемы и основные параметры транзистора

Основные схемы включения транзистора

Транзистор, имеющий три вывода, в электрическую схему включается таким образом, что у него один вывод является общим для входной и выходной цепей. В зависимости от того, какой из трех выводов транзистора является общим, различают три основные схемы включения: с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. Для удобства сравнения схемы

включения представлены на рис. 3.1, а основные параметры транзисторов в этих схемах сведены в табл. 3.1, где K_i — коэффициент усиления по току, K_u — коэффициент усиления по напряжению, K_p — коэффициент усиления по мощности.

Схема с общим эмиттером (рис. 3.1а) является наиболее распространенной в радиоприемной аппаратуре. По переменному току транзистор в этой схеме имеет сравнительно большие входное и выходное сопротивления (табл. 3.1), а также дает наибольшее усиление по мощности. При усилении сигналов каскад переворачивает фазу, т. е. между входным и выходным переменными напряжениями имеется сдвиг фазы на 180° .

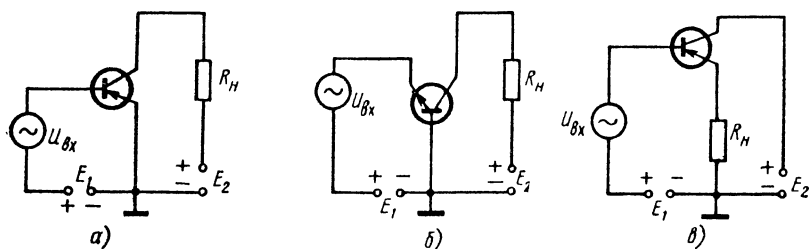


Рис. 3.1

Достоинства: 1. Удобство осуществления питания от одного общего источника, так как на коллектор и базу подаются питающие напряжения одного знака относительно общего электрода (эмиттера). 2. Наибольшее усиление по мощности.

Таблица 3.1

ВАЖНЕЙШИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ В ОСНОВНЫХ СХЕМАХ ВКЛЮЧЕНИЯ

Параметр	Схема с общим эмиттером	Схема с общей базой	Схема с общим коллектором
K_i	десятки	немного меньше единицы	десятки
K_u	до сотен	до сотен	немного меньше единицы
K_p	до тысяч	до сотен	десятки
$R_{вх}$	до единиц килоом	до десятков ом	до десятков килоом
$R_{вых}$	до десятков килоом	до сотен килоом	до единиц килоом
Сдвиг фаз между $U_{вых}$ и $U_{вх}$	180°	0°	0°

Недостатки: 1. Сравнительно большая зависимость усиления от частоты и температуры. 2. Требуется введение отрицательной обратной связи для стабилизации режима, что снижает усиление.

Схема с общей базой (рис. 3.1б) применяется в радиоприемной аппаратуре значительно реже, чем схема с общим эмиттером. По переменному

току транзистор в этой схеме имеет малое входное, большое выходное сопротивление (табл. 3.1) и дает небольшое усиление по мощности. В схеме с общей базой отсутствует сдвиг фаз между входным и выходным переменными напряжениями, т. е. фаза напряжения при усилении не изменяется. По своим частотным и температурным свойствам она лучше схемы с общим эмиттером, поэтому довольно часто применяется на более высоких частотах.

Достоинства: 1. Работоспособность на более высоких частотах, чем схема с общим эмиттером. 2. Более высокая температурная стабильность. 3. Меньшие нелинейные искажения, чем в схеме с общим эмиттером.

Недостатки: 1. Меньшее усиление по мощности, чем в схеме с общим эмиттером. 2. Малое входное сопротивление.

Схема с общим коллектором (рис. 3.1в) применяется сравнительно редко. Особенность этой схемы в том, что она имеет очень сильную отрицательную

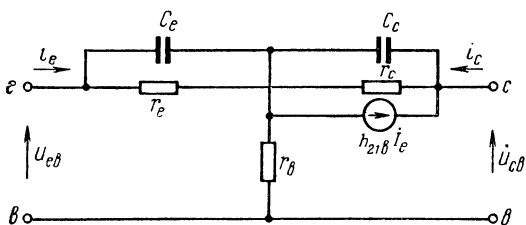


Рис. 3.2

обратную связь. По переменному току каскад обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями (табл. 3.1). Часто применяется в качестве согласующего каскада. Выходное переменное напряжение в схеме с общим коллектором совпадает по фазе с входным и почти равно ему по величине. Поэтому данный каскад часто называют

эмиттерным повторителем (эмиттерным, так как нагрузка включена в цепь эмиттера).

Достоинство — большое входное сопротивление. Недостатки: 1. Малое усиление по мощности. 2. Усиление по напряжению меньше единицы. 3. Малое входное сопротивление.

Для анализа физических процессов и вывода расчетных соотношений транзистор удобно представить в виде эквивалентной схемы замещения, обладающей такими же свойствами, как и транзистор. Для транзисторов существует несколько эквивалентных схем и соответствующих им систем параметров, каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки. Подробный их анализ приведен в специальной литературе [18, 20—26]. Здесь же рассмотрим системы, которые нашли практическое применение и необходимы для понимания принципа работы и расчета транзисторных схем радиоприемных устройств.

Все существующие системы параметров транзисторов можно разделить на собственные (первичные) и вторичные. Собственные параметры характеризуют электрические свойства самого транзистора независимо от схемы его включения, режима и диапазона рабочих частот. В качестве собственных параметров принимают составные элементы физической эквивалентной схемы транзистора для переменного тока (рис. 3.2). Все системы вторичных параметров основаны на том, что транзистор рассматривается как четырехполюсник. Они подробно будут рассмотрены далее.

Приближенная физическая эквивалентная схема замещения транзистора

Схема рис. 3.2 раскрывает внутреннюю структуру транзистора, так как ее элементы соответствуют элементам и физическим процессам в самом транзисторе. Для малых переменных составляющих напряжений и токов, действующих в транзисторе, она хорошо описывает поведение транзистора и содержит физически обоснованные параметры (собственные параметры транзистора).

Рассмотрим составные элементы упрощенной эквивалентной схемы замещения транзистора (рис. 3.2) (в скобках старые обозначения), r_e (r_a) — сопротивление эмиттера, т. е. сопротивление эмиттерного перехода переменному

току (десятки ом); $r_b(r'_b)$ — сопротивление базы переменному току (десятки—сотни ом), экспериментально определяется измерением на высокой частоте и его часто называют высокочастотным сопротивлением базы; $r_c(r'_c)$ — сопротивление коллектора, т. е. сопротивление коллекторного перехода переменному току (один—несколько мегом); $C_c(C_{ck})$ — емкость коллектора, т. е. емкость между базой и коллектором транзистора (единицы — десятки пикофард); $C_e(C_{cs})$ — емкость эмиттера, т. е. емкость между базой и эмиттером транзистора (десятки—тысячи пикофард); $\tau_c(\tau_k) = r_b C_c$ — постоянная времени коллекторной цепи, один из важнейших параметров транзистора, характеризующий свойственную транзистору внутреннюю обратную связь.

Для учета усилительного эффекта транзистора в схему введен эквивалентный генератор тока, который создает ток, приблизительно равный $h_{21b} I_e(\alpha I_s)$, где $I_e(I_s)$ — ток эмиттера.

Электрические параметры, характеризующие физическую эквивалентную схему замещения, однозначно и просто связаны с элементами физической структуры транзистора, что обеспечивает на заводах-изготовителях транзисторов надежный контроль и управление технологическими процессами их производства. Элементы этой схемы не зависят от частоты. Однако физические эквивалентные схемы замещения разных усилительных приборов различны, а отсюда различны методика анализа усилительных схем на различных приборах и окончательные расчетные формулы. Поэтому физическая эквивалентная схема замещения транзистора и ее параметры неудобны для анализа усилительных схем и вывода расчетных формул. Для этих целей более удобны системы параметров и схемы замещения четырехполюсника, так как они открывают возможность разработки методов расчета, пригодных для любых типов усилительных приборов.

Формальная эквивалентная схема замещения четырехполюсника

Схема может быть составлена для любой линейной цепи. В этом случае транзистор рассматривается как «черный ящик» (рис. 3.3), имеющий входные и выходные зажимы. Схема этого типа не раскрывает внутреннего содержания четырехполюсника и отражает только его реакцию на токи и напряжения на внешних зажимах. Недостаток такой схемы замещения — зависимость параметров четырехполюсника от режима транзистора и рабочей частоты.

В общем случае транзистор представляет собой активный нелинейный элемент.

В режиме малого сигнала можно рассматривать транзистор как линейную систему со всеми ее преимуществами, облегчающими понимание физических процессов, вывод формул и расчеты большинства схем. Сигнал считается малым, если при его изменении в два раза величина измеряемого параметра транзистора остается неизменной в пределах точности измерения. Транзистор, имеющий три вывода, можно рассматривать как особый случай четырехполюсника, у которого один электрод является общим для входной и выходной цепей. При этом получаются три схемы включения транзистора (рис. 3.1). Каждой схеме включения соответствует своя система параметров, которую часто называют системой вторичных параметров (в отличие от внутренних параметров транзистора, рассмотренных ранее). Эти параметры соответствуют определенному режиму транзистора по питанию (определенной рабочей точке) и определенной рабочей частоте.

В усилительную схему транзистор всегда включается таким образом, что образуются две цепи: входная или управляющая, выходная или управляемая. Источник усиливаемых колебаний включается во входную цепь, а в выходную цепь должна быть включена нагрузка (сопротивление), на которой получается усиленное напряжение. На рис. 3.3 показана принципиальная схема

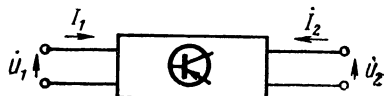


Рис. 3.3

такого четырехполюсника. Для величин, относящихся к входной цепи, применяется индекс 1, а к выходной — 2. Поэтому обозначаем действующее на входных зажимах напряжение \dot{U}_1 и ток I_1 , а на выходных зажимах — напряжение \dot{U}_2 и ток I_2 . Положительные направления напряжений и токов указаны на рисунках стрелками. Основным положением теории линейных активных четырехполюсников является то, что независимо от сложности и внутренней конфигурации четырехполюсника связь между токами и напряжениями на внешних зажимах однозначно определяется системой из двух линейных уравнений с четырьмя независимыми коэффициентами, которые могут быть записаны или измерены. Уравнения четырехполюсника могут быть записаны в системах Y -, h - и Z -параметров. Все системы параметров четырехполюсников, в принципе, равноценны. Однако по ряду причин наибольшее распространение в транзисторной технике получила система h -параметров. Система Z -параметров практически не используется.

Система h -параметров

Чаще всего система h -параметров используется при анализе работы транзисторов, применяемых в диапазоне звуковых частот. Удобны h -параметры по следующим причинам;

- они легко измеряются в заданном рабочем режиме;
- для их измерения необходимо иметь короткое замыкание на выходе и холостой ход на входе, что легко выполнимо как на низких, так и на высоких частотах;
- измерение h -параметров при включении по схеме с общей базой позволяет контролировать качество отдельных элементов конструкции транзистора при его изготовлении.

Так как система h -параметров очень удобна для их экспериментального измерения, то в заводских паспортных данных на транзисторы и во всех справочниках (24, 26) приводятся h -параметры для схем с общей базой и общим эмиттером.

Зависимость между переменными токами и напряжениями в транзисторе при использовании h -параметров можно выразить следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= h_{11} \dot{I}_{m1} + h_{12} \dot{U}_{m2} \\ \dot{I}_{m2} &= h_{21} \dot{I}_{m1} + h_{22} \dot{U}_{m2} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Этим уравнениям соответствует эквивалентная схема замещения транзистора в системе h -параметров, изображенная на рис. 3.4. Рассмотрим физический смысл величин в системе h -параметров:

h_{11} — входное сопротивление при коротком замыкании для переменного тока на выходе. Представляет собой сопротивление транзистора для переменного тока между его входными выводами при коротком замыкании выходных выводов ($U_{m2} = 0$); h_{12} — обратный коэффициент передачи напряжения при холостом ходе на входных выводах (коэффициент обратной связи по напряжению). Показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход транзистора при разомкнутых входных выводах из-за внутренней обратной связи в транзисторе;

h_{21} — прямой коэффициент передачи тока при коротком замыкании для переменного тока на выходе (коэффициент усиления по току). Показывает величину усиления переменного тока транзистором в режиме работы без нагрузки;

h_{22} — выходная проводимость при холостом ходе на входных выводах. Представляет собой внутреннюю проводимость транзистора для переменного тока между его выходными выводами при разомкнутых входных выводах. На эквивалентной схеме рис. 3.4 изображены: генератор эдс $h_{12} \dot{U}_{m2}$, показывающий наличие напряжения обратной связи, генератор тока $h_{21} \dot{I}_{m1}$ в выходной

цепи, учитывающий эффект усиления тока, и проводимость h_{22} , которая является как бы внутренней проводимостью генератора тока.

В зависимости от того, к какой схеме включения транзистора относятся параметры, дополнительно к цифровым индексам в обозначения h -параметров ставятся буквенные индексы; e — для схемы с общим эмиттером, b — для схемы с общей базой и c — для схемы с общим коллектором.

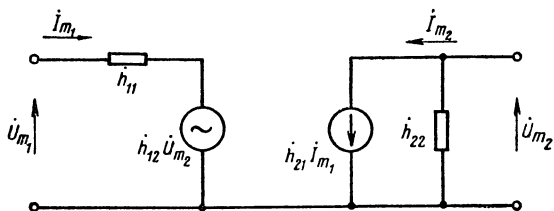


Рис. 3.4

h -параметры некоторых типов транзисторов приведены в табл. 3.2. Значения h -параметров транзисторов в различных схемах включения отличаются, но легко вычисляются одно из другого [25], а также через параметры физической эквивалентной схемы (рис. 3.2).

Y-параметры транзистора

При анализе и расчете схем и узлов радиоприемных устройств наиболее удобна, а поэтому и наиболее распространена система Y-параметров. В этой системе независимыми переменными являются напряжения, а уравнения четырехполюсника для малого сигнала (для малых амплитуд переменных напряжений) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{m1} &= \dot{Y}_{11} \dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{12} \dot{U}_{m2} \\ i_{m2} &= \dot{Y}_{21} \dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{22} \dot{U}_{m2} \end{aligned} \right\}, \quad (3.2)$$

где коэффициенты \dot{Y}_{11} , \dot{Y}_{12} , \dot{Y}_{21} и \dot{Y}_{22} , которые далее будут именоваться Y-параметрами, имеют размерность проводимостей; i_{m1} , i_{m2} — амплитуды входного и выходного токов соответственно; \dot{U}_{m1} , \dot{U}_{m2} — амплитуды входного и выходного напряжений соответственно.

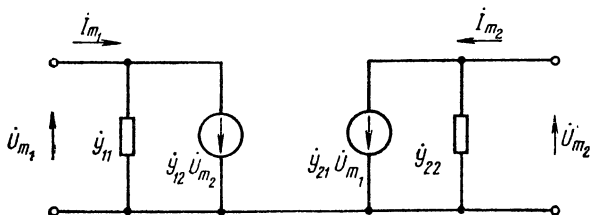


Рис. 3.5

Этим уравнениям соответствует эквивалентная схема замещения транзистора в системе Y-параметров, изображенная на рис. 3.5.

Рассмотрим физический смысл величин в системе Y-параметров.

Входная проводимость определяется при коротком замыкании для переменного тока на выходе:

$$Y_{11} = \Delta i_1 / \Delta U_1 \quad \text{при} \quad U_2 = \text{const} \quad (3.3)$$

Таблица 3.2

h-ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип транзистора	Режим измерения		h_{11b} (h_{11c})	h_{21b} (h_{21c})	h_{22b} (h_{22c})	h_{12b} (h_{12c})	3) C_c (C_K)	f_T	r_b (r'_b)	3) r_{bc} (r'_{bcK})	2) $ h_{21c} $ ($ B $)	I _{СВ0}
	U_c (U_K) в	I_e ($I_э$) мА										
МП40	5	1	30	0,96	3,3	4,0	60	1,0	220	—	—	15
П402	5	1	30	0,94	5,0	—	15	60	—	1000	—	5
ГТ309Б	5	1	38	—	5,0	—	10	120	—	500	6	5
ГТ310В	5	1	38	—	3,0	—	5	120	—	300	6	5
ГТ310Е	5	1	38	—	3,0	—	5	80	—	500	4	5
ГТ310Б	5	1	38	—	3,0	—	4	160	—	300	8	5
ГТ313Б	5	1	30	—	3,0	2,5	2	800	—	100	—	3
1ММ6,0	5	1	38	—	3,0	—	5	120	—	300	6	25

Примечания: 1) e (э) — в схеме с общим эмиттером; б (б) — в схеме с общей базой; 2) при $f_{из} = 20$ МГц; 3) при $f = 5$ МГц.

и представляет собой проводимость транзистора для переменного тока между его входными выводами при коротком замыкании выходных выводов ($U_{m2} = 0$). Она является обратной величиной входного сопротивления транзистора в системе h -параметров:

$$Y_{11} = 1/h_{11}. \quad (3.4)$$

Проводимость обратной передачи (обратной связи) определяется при коротком замыкании для переменного тока на входе:

$$Y_{12} = \Delta i_1 / \Delta U_2 \quad \text{при} \quad U_1 = \text{const}. \quad (3.5)$$

Параметр Y_{12} показывает, какое изменение тока i_1 получается за счет внутренней обратной связи в транзисторе при изменении выходного напряжения U_2 на один вольт.

Проводимость прямой передачи (переходная проводимость) определяется при коротком замыкании для переменного тока на выходе:

$$Y_{21} = \Delta i_2 / \Delta U_1 \quad \text{при} \quad U_2 = \text{const}. \quad (3.6)$$

Параметр Y_{21} характеризует усилительные свойства транзистора и показывает, как изменится выходной ток i_2 при изменении входного напряжения U_1 на один вольт.

Выходная проводимость определяется при коротком замыкании для переменного тока на входе:

$$Y_{22} = \Delta i_2 / \Delta U_2 \quad \text{при} \quad U_1 = \text{const} \quad (3.7)$$

и представляет собой проводимость транзистора для переменного тока между его выходными выводами при коротком замыкании входных выводов ($U_{m1} = 0$). Заметим, что Y_{22} и h_{22} являются различными величинами, так как они определяются при разных условиях (h_{22} измеряется при холостом ходе на входе). Генератор тока $\dot{Y}_{12}\dot{U}_{m2}$ (рис. 3.5) учитывает наличие в транзисторе внутренней обратной связи, а генератор тока $\dot{Y}_{21}\dot{U}_{m1}$ учитывает усилительные свойства транзистора.

Недостаток системы Y -параметров состоит в том, что на низких частотах практически трудно обеспечить для измерения Y_{12} и Y_{22} режим короткого замыкания на входе, так как входное сопротивление самого транзистора Y_{11} мало. Поэтому практически система Y -параметров применяется при измерении параметров транзисторов на высоких частотах, так как в этом случае трудно осуществить необходимый при измерении h -параметров режим холостого хода.

Паразитные емкости между выводами электродов транзисторов в режиме холостого хода (при разомкнутых выводах) могут быть причиной регенеративных эффектов, которые обычно очень нестабильны и возникновение которых трудно предусмотреть заранее. В случае измерения Y -параметров в режиме короткого замыкания паразитные емкости шунтируются (закорачиваются) и не оказывают влияния на результаты измерений. Эквивалентная схема транзистора в системе Y -параметров (рис. 3.5) проста и очень удобна для изучения физических процессов и вывода расчетных формул для отдельных узлов радиоприемных устройств.

Для расчета транзисторных усилителей большое распространение получили Y -параметры в схеме включения с общим эмиттером, так как:

— в большинстве современных усилителей применяется включение транзистора по схеме с общим эмиттером;

— проводимости внешних цепей транзистора просто суммируются с эквивалентными внутренними проводимостями самого транзистора, что сильно упрощает вывод расчетных формул и пользование ими;

— параметры Y_{11} , Y_{21} , Y_{22} легко измеряются, а Y_{12} вычисляется по легко измеряемому параметру h_{12} :

$$Y_{12} = Y_{11}h_{12}. \quad (3.8)$$

Y -параметры практически линейно зависят от величины рабочего тока коллектора транзистора, что облегчает учет влияния изменения режима на параметры усилителя.

Для схемы с общим эмиттером транзистор можно представить в виде эквивалентной П-образной схемы с проводимостями (рис. 3.6), параметры ко-

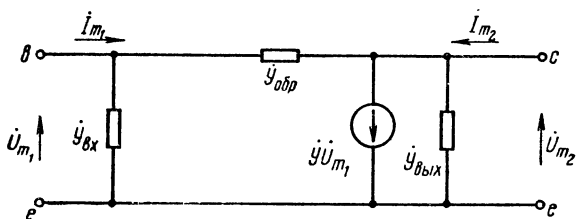


Рис. 3.6

торой связаны с Y -параметрами четырехполюсника следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{вх} &= \dot{Y}_{11e} + \dot{Y}_{12e}; & \dot{Y}_{вых} &= \dot{Y}_{22e} + \dot{Y}_{12e} \\ \dot{Y}_{обр} &= -\dot{Y}_{12e}; & \dot{Y} &= \dot{Y}_{21e} - \dot{Y}_{12e} \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Генератор тока \dot{U}_{m1} в данной схеме учитывает усилительные свойства транзистора.

§ 3.3. Определение низкочастотных Y -параметров транзисторов

Вольтамперные характеристики транзисторов и вычисление по ним Y -параметров

На достаточно низких частотах (до 20 кГц) все проводимости транзистора являются чисто активными и практически не зависят от частоты. Поэтому их называют низкочастотными параметрами. Так как низкочастотные Y -параметры в справочниках не приводятся, то их величины необходимо вычислять по низкочастотным h -параметрам (приводимым в справочниках). Однако любая система параметров характеризует транзистор только в одной рабочей точке. Зависимость между токами и напряжениями в транзисторе отображают его статические вольтамперные характеристики. Для каждой из трех схем включения транзистора существуют свои семейства статических вольтамперных характеристик. Вольтамперные характеристики транзистора содержат в себе максимальную информацию о его свойствах во всех областях и режимах работы на больших и малых сигналах. По вольтамперным характеристикам можно определить многие параметры транзисторов, не приводимые в справочниках, а ряд задач, например выбор режима транзистора, оценка его работы в широком диапазоне импульсных и постоянных токов, мощностей и напряжений, вообще не могут быть разрешены без этих характеристик. Рассмотрим основные статические характеристики транзистора и методику расчета по ним Y -параметров для схемы с общим эмиттером. Эти характеристики приводятся во всех справочниках [24, 26] и легко могут быть измерены радиолюбителями.

Схема простейшей установки для измерения статических вольтамперных характеристик транзистора на постоянном токе по точкам приведена на рис. 3.7. В этой схеме напряжение на коллекторе U_{ce} регулируется с помощью двух потенциометров R_2 и R_3 , включенных последовательно. При таком вклю-

чении напряжение, снимаемое с потенциометра R_3 , подается на потенциометр R_2 , а с него снимается напряжение на транзистор. Это позволяет получить весьма малые напряжения и более плавно изменять напряжение U_{ce} . Источником питания E_2 может быть батарея 20—30 в или выпрямитель. Измерение напряжения на входе транзистора представляет некоторые трудности, так как

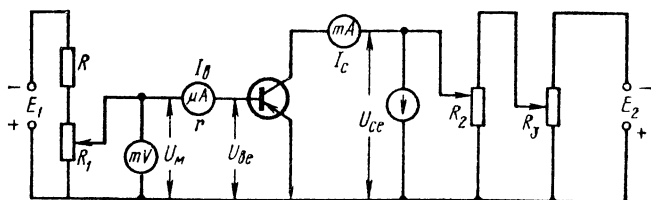


Рис. 3.7

милливольтметр потребляет ток, соизмеримый с током базы. В данной схеме истинное значение напряжения на базе

$$U_{be} = U_M - I_B r, \quad (3.10)$$

где U_M — показание милливольтметра; r — сопротивление микроамперметра. Потенциометр R_1 берется с небольшим сопротивлением (десятки ом). В качестве источника E_1 удобно взять один сухой элемент. Резистор R служит для того, чтобы напряжение на R_1 составляло лишь несколько десятых долей вольта.

Подробный анализ вольтамперных статических характеристик транзисторов и методики их использования приведен в специальной литературе [18, 20—21, 24—26].

Входная статическая вольтамперная характеристика транзистора — зависимость тока базы (I_b) от напряжения база — эмиттер (U_{be}) при постоянном напряжении коллектор — эмиттер (U_{ce}), т. е. $I_b = f(U_{be})$ при $U_{ce} = \text{const}$.

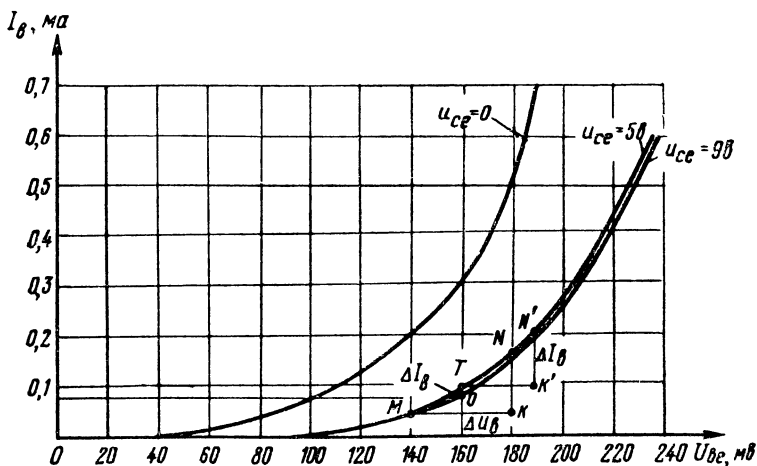


Рис. 3.8

На рис. 3.8 изображено семейство входных статических вольтамперных характеристик. При $U_{ce} = 0$ характеристика идет из начала координат. При значе-

ниях $U_{ce} > 0$ характеристики сдвигаются вправо. Однако изменение U_{ce} мало влияет на ток базы и входные характеристики для разных значений $U_{ce} > 0$ расположены очень близко друг к другу. Пользуясь входными характеристиками, можно определить для заданной рабочей точки T (давая маленькое приращение) входную проводимость транзистора (рис. 3.8)

$$Y_{11e} = \frac{\Delta I_b}{\Delta U_b}, \text{ мсим, при } U_{ce} = \text{const}, \quad (3.11)$$

где ΔI_b — приращение тока базы, *мкА*; ΔU_b — приращение напряжения эмиттер — база, *мВ*.

Как видно из рис. 3.8 параметр Y_{11e} характеризует наклон входной характеристики транзистора.

Выходная статическая вольтамперная характеристика транзистора — зависимость тока коллектора (I_c) от напряжения коллектор — эмиттер (U_{ce}) при

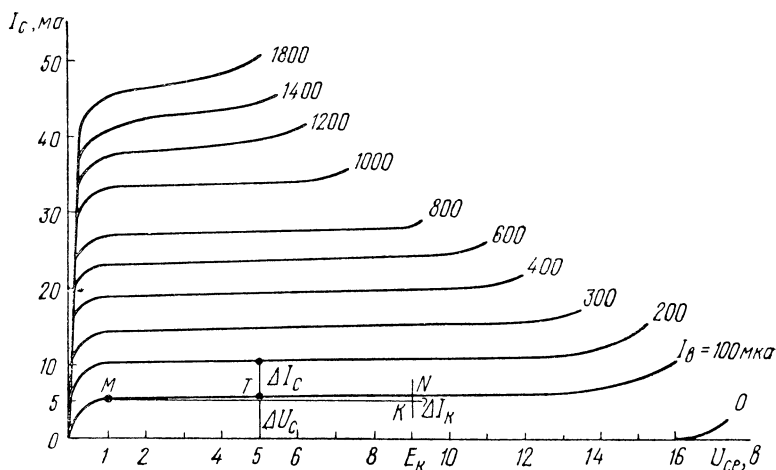


Рис. 3.9

постоянному напряжению база — эмиттер (U_{be}) или токе базы (I_b), т. е. $I_c = f(U_{ce})$ при $U_{be} = \text{const}$ или $I_b = \text{const}$. На рис. 3.9 изображено семейство выходных статических вольтамперных характеристик. Характеристики практически идут из начала координат. Чем больше ток базы (I_b), тем выше расположена выходная характеристика транзистора.

Пользуясь выходными характеристиками, можно определить для заданной рабочей точки T выходную проводимость транзистора

$$Y_{22e} = \Delta I_c / \Delta U_c, \text{ мсим, при } I_b = \text{const} \text{ или } U_{be} = \text{const}, \quad (3.12)$$

где ΔI_c — приращение тока коллектора, *мА*; ΔU_c — приращение напряжения коллектор — эмиттер, *В*.

Как видно из рис. 3.9, параметр Y_{22e} характеризует наклон выходной характеристики транзистора.

Переходная статическая вольтамперная характеристика транзистора — зависимость тока коллектора (I_c) от напряжения база — эмиттер (U_{be}) при постоянном напряжении коллектор — эмиттер (U_{ce}), т. е. $I_c = f(U_{be})$ при $U_{ce} = \text{const}$. На рис. 3.10 изображено семейство переходных характеристик транзистора. Оно строится на основе семейств входных и выходных характеристик. Изменение напряжения коллектора (U_{ce}) мало влияет на ток коллектора, и все переходные характеристики для различных U_{ce} расположены очень близко друг к другу. Пользуясь переходными характеристиками, можно

определить для заданной рабочей точки T переходную проводимость или проводимость прямой передачи транзистора (рис. 3.10):

$$Y_{21e} = \Delta I_c / \Delta U_b \text{ (ма/в)} \text{ при } U_{ce} = \text{const}, \quad (3.13)$$

где ΔI_c — приращение тока коллектора, $ма$; ΔU_b — приращение напряжения эмиттер — база, $в$.

Как видно из рис. 3.10, параметр Y_{21e} характеризует наклон, т. е. крутизну переходной характеристики транзистора, поэтому его часто называют крутизной характеристики транзистора и обозначают $Y_{21e} = S$.

Крутизна характеристики транзистора S может быть определена для заданной точки T также по выходной статической вольтамперной характеристике транзистора типа $I_c = f(U_{ce})$ при $I_b = \text{const}$ по ф-ле (3.13), а именно:

$$S = Y_{21e} = \Delta I_c / \Delta U_b \text{ (ма/в)}.$$

Кроме рассмотренных, существуют характеристики обратной связи $U_{be} = f(U_{ce})$ при $I_b = \text{const}$, которые показывают, как изменяется напряжение на входе транзистора под влиянием изменения выходного напряжения при условии, что входной ток постоянен. Характеристики обратной связи мало удобны для расчетов и ими, как правило, не пользуются. Проводимость обратной связи определяется по входной характеристике (рис. 3.8)

$$Y_{12e} = \Delta I_b / \Delta U_c \text{ (мксим)} \text{ при } U_{be} = \text{const}, \quad (3.14)$$

где ΔI_b — приращение тока базы, $мкка$; ΔU_c — приращение напряжения коллектор — эмиттер, $в$.

Как видно из изложенного выше, для определения всех Y -параметров транзистора достаточно иметь только две вольтамперные характеристики транзистора — входную и выходную.

Для анализа и расчета схем радиоприемных устройств целесообразно заменить обозначения Y -параметров такими, которые бы раскрывали их физический смысл и были удобны для практического применения.

Исходя из изложенного выше рассмотрения вольтамперных статических характеристик, для низкочастотных Y -параметров транзисторов целесообразно ввести следующие обозначения:

- $Y_{11e} = g$ — входная проводимость транзистора;
- $Y_{21e} = S_0$ — крутизна характеристики транзистора;
- $Y_{22e} = g_i$ — выходная проводимость транзистора;
- $Y_{12e} = g_{обp}$ — проводимость обратной связи транзистора.

Пример 3.1. Определить низкочастотные Y -параметры транзистора МП40 по его статическим вольтамперным характеристикам.

Исходные данные

Рабочая точка: $U_c = 5 \text{ в}$; $I_c = 5 \text{ ма}$. Входная статическая характеристика (рис. 3.8), выходная статическая характеристика (рис. 3.9).

Требуется определить

Параметры транзистора МП40: g , S_0 , g_i , $g_{обp}$.

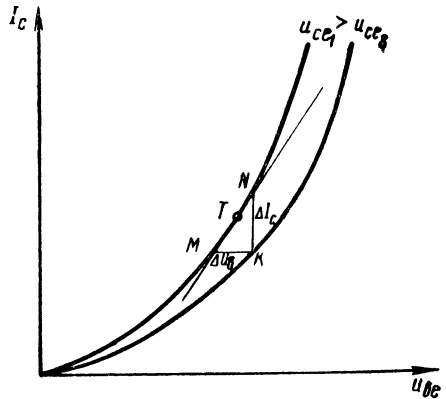


Рис. 3.10

Р а с ч е т

1. Согласно рис. 3.9 рабочей точке T ($U_c = 5$ в; $I_c = 5$ ма) соответствует $I_b = 100$ мка, а рис. 5.8 — $U_b = 160$ мв.

2. По входной статической характеристике при $U_c = 5$ в (рис. 3.8), задавшись в рабочей точке T приращением напряжения базы $\Delta U_b = MK = 180 - 140 = 40$ мв, получаем приращение тока базы $\Delta I_b = NK = 170 - 50 = 120$ мка.

3. Входная проводимость [ф-ла (3.11)]

$$g = Y_{11e} = \frac{\Delta I_b}{\Delta U_b} = \frac{120}{40} = 3 \text{ мсим.}$$

4. По выходной характеристике при $I_b = 100$ мка (рис. 3.9), задавшись в рабочей точке T приращением напряжения коллектора $\Delta U_c = MK = 9 - 1 = 8$ в, получаем приращение тока коллектора $\Delta I_c = NK = 6 - 5 = 1$ ма.

5. Выходная проводимость [ф-ла (3.12)]

$$g_i = Y_{22e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c} = \frac{1}{8} = 0,125 \text{ мсим.}$$

6. На выходной характеристике при $I_b = 200$ мка (рис. 3.9) и напряжении коллектора $U_c = 5$ в берем вторую точку и, принимая приращение тока базы $\Delta I_b = 200 - 100 = 100$ мка, получаем приращение тока коллектора (при $U_c = 5$ в = const):

$$\Delta I_c = OT = 10,5 - 5,5 = 5 \text{ ма.}$$

По соответствующей току базы 100 мка точке T и току 200 мка точке N' на входной характеристике (рис. 3.8) при $U_c = 5$ в определяем соответствующие им напряжения базы, а по ним приращение $\Delta U_b = TK = 184 - 160 = 24$ мв, соответствующее приращению тока базы $\Delta I_b = 100$ мка.

7. Крутизна характеристики транзистора [ф-ла (3.13)]

$$S_0 = Y_{21e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_b} = \frac{5}{0,024} \approx 200 \text{ ма/в.}$$

8. На входной характеристике $U_c = 9$ в (рис. 3.8) и напряжении базы $U_b = 160$ мв берем вторую точку 0 и, принимая приращение напряжения коллектора $\Delta U_c = 9 - 5 = 4$ в, получаем приращение тока базы $\Delta I_b = OT = 100 - 80 = 20$ мка.

9. Проводимость обратной связи [ф-ла (3.14)]

$$g_{обр} = Y_{12e} = \frac{\Delta I_b}{\Delta U_c} = \frac{20}{4} = 5 \text{ мксим.}$$

Перевод системы h -параметров в систему Y -параметров

Ранее было отмечено, что система Y -параметров — наиболее удобна и поэтому чаще применяется для практических расчетов в области высоких частот. Однако в заводских паспортных данных на транзисторы и в большинстве справочников [24, 26] для низких частот приводят h -параметры транзисторов в схеме с общей базой и общим эмиттером, так как система h -параметров очень удобна для их экспериментального измерения. Наиболее просто и точно измеряются h_{11b} , h_{12b} , h_{22b} , h_{21e} . Эти параметры обычно и приводятся в справочниках. Остальные необходимые параметры легко могут быть вычислены из них для любой схемы включения [20], h -параметры некоторых типов транзисторов приведены в табл. 3.2 и приложении 2.

Если в справочнике нет каких-либо параметров транзистора (например, h_{11e} транзистора МП42), то следует использовать данные транзистора того же технологического типа (например, МП39). Это вполне допустимо, так как все расчеты транзисторных схем являются ориентировочными. При окончательной отработке схемы все равно необходимы экспериментальная проверка и уточнение данных входящих в нее элементов.

ФОРМУЛЫ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ У-ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА В СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ.

Номер формулы	Параметр	Единица измерения	Формулы при применении h -параметров для схемы		Смешанные формулы
			с общей базой	с общим эмиттером	
(3.15)	Y_{11e}	$г$	$\frac{1 - h_{21b} }{h_{11b}} \cdot 10^3$	$\frac{10^3}{h_{11e}}$	$\frac{10^3}{h_{11b}(1 + h_{21e})} \approx \frac{10^3}{h_{11b}h_{21e}}$
(3.16)	Y_{12e}	$г_{обр}$	$h_{22b} - \frac{h_{12b}}{h_{11b}}(1 - h_{21b}) \cdot 10^6$	$\frac{h_{12e} \cdot 10^6}{h_{11e}}$	$\approx h_{22b}$
(3.17)	Y_{21e}	$\frac{ма}{в}$	$\frac{ h_{21b} }{h_{11b}} \cdot 10^3$	$\frac{h_{21e} \cdot 10^3}{h_{11e}}$	$\frac{h_{21e} \cdot 10^3}{h_{11b}(1 + h_{21e})} \approx \frac{10^3}{h_{11b}}$
(3.18)	Y_{22e}	$г$	$h_{22b} + \frac{h_{12b}}{h_{11b}} h_{21b} \cdot 10^6$	$h_{22e} - \frac{h_{12e}}{h_{11e}} h_{21e} \cdot 10^6$	$h_{22b} \left(1 + \frac{r_b}{h_{11b}}\right)$

Примечание. h_{11} — в ом; h_{22} — в мксим; $г$, $г_{об}$ — в ом.

Основные формулы для перевода низкочастотных параметров транзисторов из системы h -параметров в систему Y -параметров приведены в табл. 3.3. Y -параметры некоторых типов транзисторов, вычисленные по h -параметрам и формулам табл. 3.3, приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ Y -ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ, ВЫЧИСЛЕННЫЕ ПО h -ПАРАМЕТРАМ ТАБЛ. 3.2

Тип транзистора	Режим транзистора		Параметры				
	U_c в	I_c ма	S_0 ма/в	g мсим	$g_{обр}$ мксим	g_i мксим	r_b ом
П402.	5	1	33	3	5	16	67
ГТЗ10Б	5	1	26	0,26	3	9,0	75
ГТЗ10Е	5	1	26	0,26	3	10,8	100
1ММ6,0	5	1	26	0,44	3	8,6	60
ГТЗ13Б	5	1	33	0,17	3	8,1	50

Пример 3.2. Определить низкочастотные Y -параметры транзистора ГТЗ10Б для схемы с общим эмиттером по известным h -параметрам (табл. 3.2).

Исходные данные

Параметры транзистора ГТЗ10Б (табл. 3.2): $U_c = 5$ в; $I_c = 1$ ма; $h_{11b} = 38$ ом; $h_{21e} = 100$; $h_{22b} = 3$ мксим; $\tau_c = r_b C_c = 300$ псек; $C_c = 4$ нф.

Требуется определить

Параметры транзистора: g , $g_{обр}$, S_0 , g_i (по формулам табл. 3.3).

Расчет

1. Входная проводимость [ф-ла (3.15)]

$$g = \frac{1000}{h_{11b}(1 + h_{21e})} = \frac{1000}{38(1 + 100)} \approx 0,26 \text{ мсим.}$$

2. Проводимость обратной связи [ф-ла (3.16)]

$$g_{обр} \approx h_{22b} = 3 \text{ мксим.}$$

3. Крутизна транзистора [ф-ла (3.17)]

$$S_0 \approx \frac{1000}{h_{11b}} = \frac{1000}{38} \approx 26 \frac{\text{ма}}{\text{в}}.$$

4. Сопротивление базы [ф-ла (3.19)]

$$r_b = \frac{\tau_c}{C_c} = \frac{r_b C_c}{C_c} = \frac{300}{4} = 75 \text{ ом.}$$

5. Выходная проводимость [ф-ла (3.18)]

$$g_i = h_{22b} \left(1 + \frac{r_b}{h_{11b}} \right) = 3 \left(1 + \frac{75}{38} \right) \approx 9 \text{ мксим.}$$

§ 3.4. Высокочастотные Y -параметры транзисторов и их определение

С повышением рабочей частоты усиление, даваемое транзистором, уменьшается. Свойства транзистора на высоких частотах, т. е. степень ухудшения его основных усилительных параметров с повышением рабочей частоты, характеризуют предельные и граничные частоты, показанные на графиках

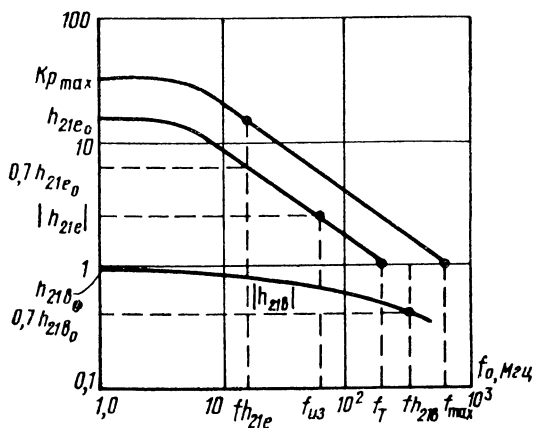


Рис. 3.11

рис. 3.11. На граничной частоте соответствующий параметр транзистора уменьшается на 3 дБ (в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с его низкочастотной величиной. $f_{h_{21b}}(f_a)$ — граничная частота коэффициента передачи по току в схеме с общей базой. На этой частоте модуль коэффициента передачи $|h_{21b}| = 0,707h_{21b0}$, где h_{21b0} — его низкочастотная величина; $f_{h_{21e}}(f_b)$ — граничная

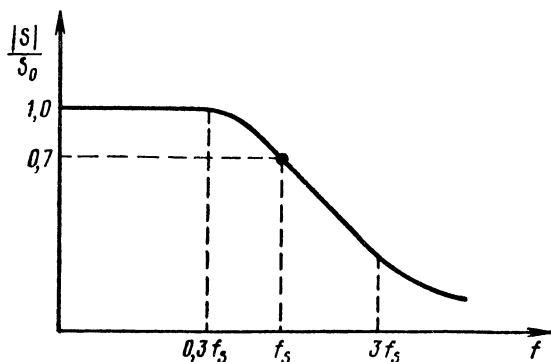


Рис. 3.12

частота коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером. На этой частоте модуль коэффициента передачи $|h_{21e}| = 0,707 h_{21e0}$, где h_{21e0} — его низкочастотная величина (рис. 3.11); $f_{Y_{21e}}(f_s)$ — граничная частота крутизны характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером. На этой частоте модуль крутизны характеристики $|S| = 0,707S_0$, где S_0 — его низкочастотная величина (рис. 3.12).

Предельные частоты — это частоты, свыше которых транзистор не может работать как усилительный прибор.

f_T — предельная частота усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером. На этой частоте модуль коэффициента усиления транзистора по току $|h_{21e}|$ становится равным единице. В диапазоне частот от f/h_{21e} до f_T (рис. 3.11) изменение $|h_{21e}|$ пропорционально изменению частоты:

$$f_T = |h_{21e}| f_{из} = |B| f_{из}, \quad (3.20)$$

где $|h_{21e}| (|B|)$ — модуль коэффициента по току, измеренный на высокой частоте $f_{из} = (3-4)f/h_{21e}$ (рис. 3.11), который часто приводят в справочниках вместо параметра f_T (табл. 3.2) [26].

f_{max} — максимальная частота генерации — наибольшая частота, при которой транзистор способен генерировать в схеме автогенератора. На этой частоте максимальный коэффициент усиления транзистора по мощности ($K_{p\ max}$) равен единице (табл. 3.6, ф-ла 3.37).

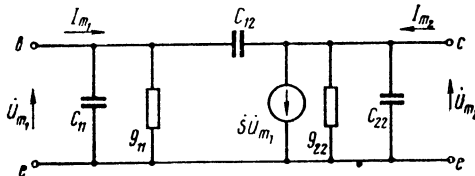


Рис. 3.13

Для работы на высоких частотах выбирают транзисторы, их режим и параметры схемы так, чтобы значительно ослабить или исключить действие внутренней обратной связи ($|Y_{12}| \rightarrow 0$). В этом случае можно считать:

$$|Y_{21}| \gg |Y_{12}|; \quad |Y_{11}| \gg |Y_{12}|; \quad |Y_{22}| \gg |Y_{12}|$$

и тогда в П-образной эквивалентной схеме транзистора (рис. 3.6): $\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11}$; $Y_{вых} = \dot{Y}_{22}$; $\dot{Y}_{обр} = \dot{Y}_{12}$; $\dot{Y} = \dot{Y}_{21}$.

При работе на высоких частотах Y -параметры являются функциями частоты, в общем случае имеют комплексный характер и состоят из активной и реактивной составляющих:

$$\dot{Y}_{11} = g_{11} + i\omega C_{11}; \quad (3.21)$$

$$\dot{Y}_{12} = g_{12} + i\omega C_{12}; \quad (3.22)$$

$$\dot{Y}_{22} = g_{22} + i\omega C_{22}; \quad (3.23)$$

$$\dot{Y}_{21} = \dot{S}. \quad (3.24)$$

Как видно из выражений (3.21) — (3.24), проводимости \dot{Y}_{11} , \dot{Y}_{12} и \dot{Y}_{22} представляют собой параллельное соединение активной проводимости и емкости, а \dot{Y}_{21} — комплексную крутизну транзистора. Практически на высоких частотах в схеме с общим эмиттером $g_{12} \ll \omega C_{12}$, проводимостью g_{12} по сравнению с ωC_{12} можно пренебречь, элементом обратной передачи является только проходная емкость C_{12} .

На рис. 3.13 приведена высокочастотная эквивалентная схема транзистора, в которой Y -параметры заменены на их активные и реактивные составляющие. На рисунке: g_{11} — входная активная проводимость; C_{11} — входная емкость; g_{22} — выходная активная проводимость; C_{22} — выходная емкость; C_{12} — проходная емкость (емкость обратной связи); $S\dot{U}_{m1}$ — генератор тока, учитывающий усилительные свойства транзистора.

Активные (g) и реактивные (C) составляющие Y -параметров транзистора сильно зависят от его режима работы и частоты усиливаемых сигналов и могут быть определены по формулам, приведенным в табл. 3.5 и 3.6.

Таблица 3.5
 ФОРМУЛЫ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ ([18], [25])

Номер формулы	Параметр	Един. измер.	Расчетные формулы при условии	
			$v \leq 3,0$	$0,3 < v < 3,0$
3.25	$ S $	<i>ма/в</i>	S_0	$S_0 \frac{1}{\sqrt{1+v^2}}$
3.26	g_{11}	<i>мсим</i>	$g + \frac{1}{r_b} v^2 \cdot 10^3$	$g \frac{1}{1+v^2} + \frac{1}{r_b} \frac{v^2}{1+v^2} \cdot 10^3$
3.27	g_{12}	<i>мксим</i>	$g_{обр} + g_1 v^2 \cdot 10^3$	$g_{обр} \frac{1}{1+v^2} + g_1 \frac{v^2}{1+v^2} \cdot 10^3$
3.28	g_{22}	<i>мксим</i>	$g_i + g_0 v^2 \cdot 10^3$	$g_i + g_0 \frac{v^2}{1+v^2} \cdot 10^3$
3.29	C_{11}	<i>пф</i>	C_0	$C_0 \frac{1}{1+v^2}$
3.30	C_{12}	<i>пф</i>	C_1	$C_1 \frac{1}{1+v^2}$
3.31	C_{22}	<i>пф</i>	$C_c (A_1 + 1)$	$C_c \left(A_1 \frac{1}{1+v^2} + 1 \right)$

Примечания: 1. Формулы для определения вспомогательных коэффициентов приведены в табл. 3.6.
 2. S_0 , *ма/в*; g , g_0 , *мсим*; $g_{обр}$, g_i , *мксим*; C , *пф*.

Таблица 3.6
 ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ
 ([24], стр. 38—41; [25], стр 476—478)

Номер формулы	Параметр	Расчетные формулы					
3.32	ν	$\frac{f_0}{f_s}$	$\frac{f_0}{f_T} \frac{r_b}{h_{11b}}$	$\frac{f_0}{f_T} \frac{h_{21e} \sigma' b}{h_{11e}}$	$\frac{f_0}{f_T} A_1$	$\frac{f_0}{f_T} \frac{r_b C_c}{h_{11b} C_c}$	$\frac{f_0}{f_{из}} \frac{r_b C_c}{ h_{21e} h_{11b} C_c}$
3.33	f_s	$f_T \frac{h_{11b}}{r_b}$	$f_T \frac{1}{A_1}$	$f_T \frac{h_{11e}}{h_{21e} \sigma' b}$	$f_T h_{21b} A_1$	$f_T \frac{h_{11b} C_c}{r_b C_c}$	$f_{из} h_{21e} \frac{h_{11b} C_c}{r_b C_c}$
3.34	f_T	$ h_{21e} f_{из}$	$f_s \frac{r_b}{h_{11b}}$	$f_s \frac{h_{21e} \sigma' b}{h_{11e}}$	$f_T h_{21b} \frac{1}{m}$	$f_s \frac{r_b C_c}{h_{11b} C_c}$	$f_T = f_{из} (1 + h_{21e})$

$$(3.35) \quad f_{h_{21b}} = m f_T; \quad (3.36) \quad f_{h_{21e}} = \frac{f_T}{1 + h_{21e} \sigma}; \quad (3.37) \quad f_{max} = 200 \sqrt{\frac{f_T}{r_b C_c}}; \quad (3.38) \quad A_1 = S_0' r_b \cdot 10^{-3}; \quad (3.39) \quad A_2 = (1 - g r_b \cdot 10^{-3}) \approx 1;$$

$$(3.40) \quad g_0 = 2\pi f_T C_c \cdot 10^{-3}; \quad (3.41) \quad g_1 = \frac{A_2}{A_1} g_0 \approx \frac{g_0}{A_1}; \quad (3.42) \quad C_0 = \frac{159 \cdot S_0' A_2}{f_T} \approx \frac{159 \cdot S_0' A_2}{f_T}; \quad (3.43) \quad C_1 = C_c A_2 \approx C_c$$

Примечания: 1. f_0 — рабочая частота; r_b — сопротивление базы; r_e — сопротивление эмиттера; C_c — емкость коллектора; $\tau_c = r_b C_c$ — постоянная времени коллекторной цепи; h_{11b} — входное сопротивление в схеме с общей базой; h_{11e} — входное сопротивление в схеме с общим эмиттером; $h_{21e} \sigma$ — низкочастотный коэффициент передачи тока; $|h_{21e}|$ — модуль коэффициента передачи тока на частоте $f_{из}$.

2. f , МГц; r_b , Ом; h_{11} , Ом; S_0 , мА/В; C_c , пФ; $\tau_c = r_b C_c$, псек; g , МСм; $m = (1,2 + 1,6)$, большее значение m — для бездрейфовых транзисторов.

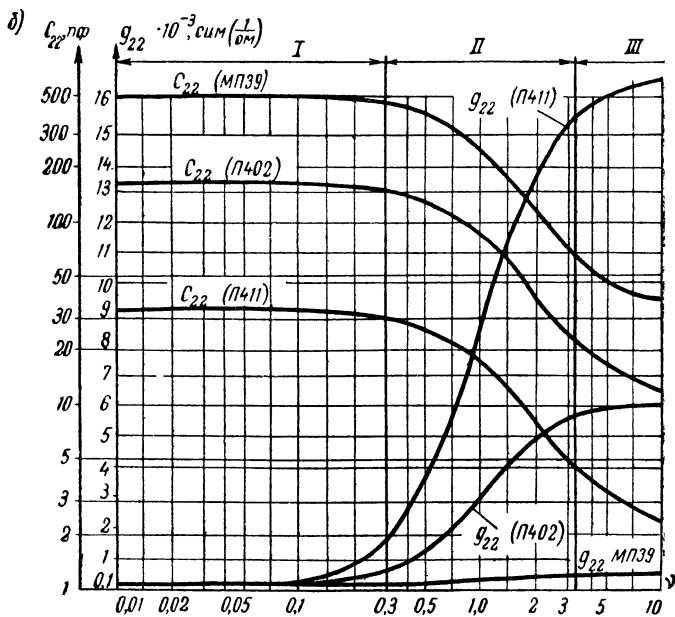
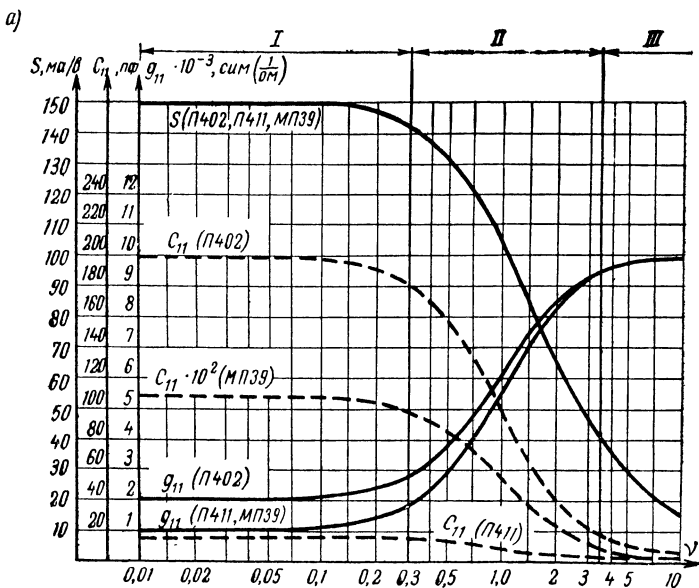


Рис. 3.14

Вычисление высокочастотных параметров по этим формулам является сложным и трудоемким. В связи с этим возникает необходимость в предварительной оценке высокочастотных свойств транзисторов и возможности их применения на заданной частоте без вычисления параметров, а используя только данные справочников. Анализ формул табл. 3.5 показывает, что зависимым

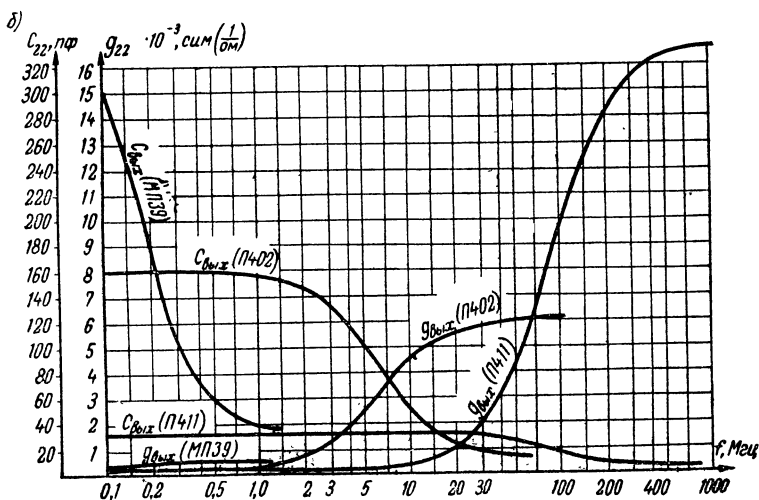
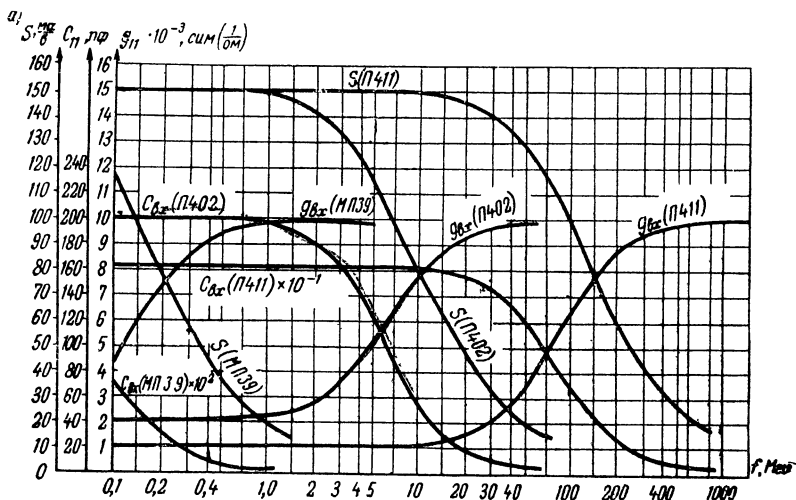


Рис. 3.15

от частоты является только общий для всех формул параметр $v = f_0/f_s$, где f_s — предельная частота транзистора по крутизне; f_0 — рабочая частота. Поэтому зависимость параметров транзисторов от величины коэффициента v будет характеризовать их зависимость от частоты. На графиках рис. 3.14 приведена зависимость параметров транзисторов МП39, П402 и П411 от коэффициента v , а на рис. 3.15 — от рабочей частоты f_0 , рассчитанная по ф-лам

(3.25—3.43). Рассмотрение этих формул и анализ графиков рис. 3.14 показывает, что, несмотря на большую разницу предельных частот этих транзисторов (МП39 — 0,5 Мгц; П402 — 60 Мгц; П411 — 400 Мгц), графики всех параметров имеют аналогичный характер и позволяют произвести их совместный анализ, тогда как приведенные на рис. 3.15 зависимости этих параметров от частоты не являются достаточно наглядными для их сравнительного анализа.

Анализ графиков рис. 3.14 позволяет выделить три характерные области.
Первая область. В этой области $\nu \leq 0,3$ и параметры S , C_{11} , C_{22} от частоты практически не зависят, а g_{11} , g_{22} зависят очень слабо. При этом все параметры имеют самые наилучшие значения для их использования в высокочастотных трактах радиоприемных устройств (рис. 3.14, область I).

Вторая область. В этой области $0,3 < \nu < 3,0$ и все параметры сильно зависят от частоты (рис. 3.14, область II).

Третья область. В этой области $\nu \geq 3,0$ и все параметры транзисторов так же, как и в области I, слабо зависят от частоты, однако они имеют худшие значения и использование транзисторов для работы в этой области нежелательно (рис. 3.14, область III).

Из приведенных рассуждений видно, что коэффициент $\nu = f_0/f_s$, который называется *коэффициентом частотного использования* транзистора, полностью характеризует зависимость параметров транзистора от частоты. Исходя из заданного диапазона частот, необходимо для высокочастотного тракта проектируемого приемника выбирать транзисторы с такими параметрами, при которых для заданного диапазона частот $\nu \leq 0,3$. При отсутствии подходящих транзисторов допустима работа при $0,3 < \nu < 3,0$, однако необходимо стремиться, чтобы на самой верхней частоте диапазона ν было как можно меньше. Работа при $\nu \geq 3,0$ не имеет практического смысла. Исходя из изложенного выше, следует, что максимальная рабочая частота транзистора при заданном коэффициенте его использования равна:

$$f_{0 \max} = \nu f_s. \quad (3.44)$$

При предварительном ориентировочном выборе транзисторов можно принять $r_b \approx 3h_{11b}$. Заменяя в ф-ле (3.44) f_s на f_T из ф-лы (3.33) в табл. 3.6, получаем

$$f_{0 \max} = \nu f_T \frac{h_{11b}}{r_b} \approx \frac{\nu}{3} f_T. \quad (3.45)$$

При $\nu = 0,3$ $f_{0 \max} = 0,1 f_T$, а при $\nu = 3,0$ $f_{0 \max} = f_T$. Это допущение с пригодной для практических расчетов точностью позволяет ориентировочно оценить возможности использования транзистора в заданном диапазоне частот.

Если $f_T \geq 10 f_{0 \max}$, то транзистор будет работать в области I (при $\nu \leq 0,3$, рис. 3.14). Он будет иметь в диапазоне частот ниже $f_{0 \max} = 0,1 f_T$ самые лучшие высокочастотные параметры, не зависящие от частоты и определяемые по упрощенным формулам табл. 3.5 при $\nu \leq 0,3$. При этом расчет высокочастотных параметров значительно упрощается.

Таблица 3.7

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ У-ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ
 НА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЕ $f_0 = 465$ кГц

Тип транзистора	Режим транзистора		Параметры						
	U_c в	I_c ма	S ма/в	R_{11} ком	R_{22} ком	C_{11} пф	C_{22} пф	g_{12} мксим	C_{12} пф
П402	5	1	33	1,67	106	47	20	5	10,0
ГТ310Б	5	1	26	3,8	110	25,8	11,8	3	3,95
1ММ6,0	5	1	26	2,2	72	21,0	13,0	—	—

Если $f_{0 \max} < f_T < 10 f_{0 \max}$, то транзистор будет работать в области II (при $0,3 < v < 3,0$, рис. 3.14). Его параметры в диапазоне частот $f_0 = (0,1-1,0) f_T$ сильно зависят от частоты и могут быть определены только по полным формулам табл. 3.5 при $0,3 < v < 3,0$.

Если $f_T < f_{0 \max}$, то такие транзисторы для работы в заданном диапазоне частот непригодны. Высокочастотные параметры некоторых типов транзисторов приведены в табл. 3.7 и приложении 3.

Пример 3.3. Определить высокочастотные параметры транзистора ГТ310Б на частоте 465 кГц.

Исходные данные

Параметры транзистора ГТ310Б: $U_c = 5$ в; $I_c = 1$ ма; $S_0 = 26$ ма/в; $g = 0,26$ мсим; $g_i = 9,0$ мксим; $f_T = 160$ Мгц; $r_b = 75$ ом; $C_c = 4$ пф; $g_{обр} = 3$ мксим; $f_0 = 465$ гц.

Расчет

1. Коэффициент использования транзистора [ф-лы (3.32) и (3.38) табл. 3.6]
 $A_1 = S_0 r_b \cdot 10^{-3} = 26 \cdot 75 \cdot 10^{-3} = 1,95$;

$$v = \frac{f_0}{f_T} A_1 = \frac{0,465}{160} \cdot 1,95 = 5,7 \cdot 10^{-3}.$$

Так как $v = 5,7 \cdot 10^{-3} < 0,3$, транзистор будет работать в области I (рис. 3.14) и расчет можно вести по упрощенным формулам табл. 3.5 при $v \leq 0,3$.

2. Значение вспомогательных коэффициентов [ф-лы (3.38)–(3.43)] $A_2 = 1 - g r_b \cdot 10^{-3} = 1 - 0,26 \cdot 75 \cdot 10^{-3} \approx 0,986$;

$$g_0 = 2\pi f_T C_c \cdot 10^{-3} = 2\pi \cdot 160 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ мсим};$$

$$g_1 = \frac{A_2}{A_1} g_0 = \frac{0,986}{1,95} \cdot 4 \approx 2 \text{ мсим};$$

$$C_1 = C_c A_2 = 4 \cdot 0,986 = 3,95 \text{ пф};$$

$$C_0 = \frac{159 S_0}{f_T} A_2 = \frac{159 \cdot 26}{160} \cdot 0,986 = 25,8 \text{ пф}.$$

3. Входное сопротивление транзистора [ф-ла (3.26)]

$$g_{11} = g + \frac{10^3}{r_b} v^2 = 0,26 + \frac{10^3}{75} \cdot 5,7^2 \cdot 10^{-6} \approx 0,26 \text{ мсим};$$

$$R_{11} = \frac{1}{g_{11}} = \frac{1}{0,26} = 3,8 \text{ ком}.$$

4. Выходное сопротивление транзистора [ф-ла (3.28)]

$$g_{22} = g_i + g_0 v^2 \cdot 10^3 = 9,0 + 4,5 \cdot 5,7^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \approx 9,13 \text{ мксим};$$

$$R_{22} = \frac{1}{g_{22}} = \frac{1}{9,13} = 0,110 \text{ Мом} = 110 \text{ ком}.$$

5. Проводимость обратной связи [ф-ла (3.27)]

$$g_{12} = g_{обр} + g_1 v^2 \cdot 10^3 = 3 + 2 \cdot 5,7^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \approx 3 \text{ мксим}.$$

6. Входная емкость транзистора [ф-ла (3.29)]

$$C_{11} = C_0 = 25,8 \text{ пф}.$$

7. Выходная емкость транзистора [ф-ла (3.31)]

$$C_{22} = C_c (A_1 + 1) = 4 (1,95 + 1) = 11,8 \text{ пф}.$$

8. Пропорциональная емкость транзистора [ф-ла (3.30)]

$$C_{12} = C_1 = 3,95 \text{ пф.}$$

9. Крутизна характеристики транзистора [по ф-ле (3.25)]

$$|S| = S_0 = 26 \frac{ma}{\beta}.$$

§ 3.5. Схемы питания и стабилизации режима транзистора

Одно из основных условий работы транзистора — его режим по постоянному току, который определяется величинами тока коллектора I_c и напряжения коллектор-эмиттер U_c . Величины параметров транзисторов практически являются линейными функциями тока коллектора, поэтому значения некоторых из этих параметров, измеренные при одном токе коллектора I_{c1} , могут быть легко пересчитаны для другого тока I_{c2} с помощью приближенных формул, причем:

$$S'_0(I_{c2}) \approx A_1 S_0(I_{c1}); \quad (3.46)$$

$$g'_i(I_{c2}) \approx A g_i(I_{c1}); \quad (3.47)$$

$$g'_s(I_{c2}) \approx A g_s(I_{c1}); \quad (3.48)$$

$$f'_s(I_{c2}) \approx \frac{1}{A} f_s(I_{c1}); \quad (3.49)$$

$$v'_i(I_{c2}) \approx A v_i(I_{c1}), \quad (3.50)$$

где $A = I_{c2}/I_{c1}$.

Параметры r_b , $g_{обр}$, C_c и f_T от тока коллектора зависят слабо, и эту зависимость можно не учитывать. Параметр C_c бездрейфового транзистора зависит от приложенного к транзистору напряжения E_c по формуле

$$C'_c(E_{c2}) = C_c(E_{c1}) \sqrt[3]{E_{c1}/E_{c2}}. \quad (3.51)$$

Остальные параметры от напряжения коллектора зависят слабо.

Одним из существенных недостатков транзисторов является зависимость их основных параметров от температуры транзистора и окружающей среды, что может привести к недопустимым изменениям качественных показателей усилительных схем. Транзисторы, работающие в аппаратуре, нагреваются от расположенных рядом нагретых деталей и от токов, протекающих через сам транзистор. Параметры транзистора зависят от температуры двояко: непосредственно и косвенно. Непосредственная зависимость проявляется при неизменной рабочей точке ($I_c = \text{const}$, $U_c = \text{const}$).

Как показали исследования и опыт эксплуатации транзисторных усилителей, непосредственное воздействие температуры на параметры транзисторов невелико. Косвенная зависимость проявляется в том, что при изменении температуры изменяется положение рабочей точки транзистора. При этом появляются дополнительные изменения параметров.

Применение мер температурной стабилизации сохраняет постоянство режима работы транзистора и значительно улучшает температурную стабильность схемы.

Питание транзисторных цепей может осуществляться от одного или двух источников питания. В транзисторных усилителях обычно применяется питание входной и выходной цепей от одного общего источника. Для нормального режима работы транзистора необходимо, чтобы между эмиттером и базой было постоянное напряжение порядка десятых долей вольта (смещение базы). Ток эмиттера, проходя через участок эмиттер — база, создает на нем

некоторое напряжение, но оно обычно недостаточно (токи слишком малы).

Необходимо подать дополнительное напряжение смещения от источника питания коллекторной цепи. Существует ряд схем питания транзисторных цепей. На рис. 3.16а приведена простейшая схема питания цепей транзистора, где постоянная составляющая тока базы I_{b0} проходит через резистор R . На нем гасится почти все напряжение E_c , а небольшая часть падает на участке база — эмиттер и является смещением базы. Ориентировочная величина резистора определяется по формуле

$$R = E_c / I_{b0}. \quad (3.52)$$

При наладке схемы необходимо экспериментально уточнить величину R по току коллектора. Недостаток — низкая температурная стабильность. Существует большое число схем питания цепей транзисторов с температурной компенсацией или стабилизацией режима работы [3; 20; 18; 27; 28].

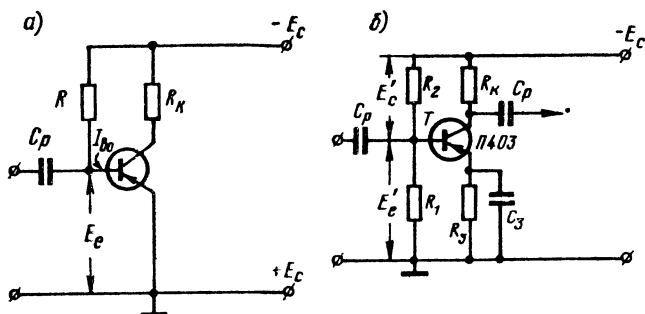


Рис. 3.16

На рис. 3.16б приведена одна из таких схем, получившая в настоящее время наибольшее распространение в радиоприемной аппаратуре. Температурная стабилизация осуществляется за счет последовательной обратной связи по постоянному току. Правильный подбор элементов схемы обеспечивает достаточную для практики стабильность параметров усилителя. Схема состоит из делителя напряжений R_1R_2 , сообщающего базе транзистора необходимое смещение, и третьего резистора R_3 в цепи эмиттера, создающего отрицательную обратную связь по току. Для оценки работы схемы введен коэффициент нестабильности, который для данной схемы равен [1]:

$$V = \frac{1}{1 - \frac{h_{21b}}{1 - R_3/R_b}} \quad (3.53)$$

где $R_b = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$; h_{21b} — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой. Стабилизирующее свойство этой схемы (рис. 3.16б) объясняется тем, что делитель R_1R_2 делит напряжение E_c на два (E_c' и E_e'), как бы приближая эту схему к схеме с независимыми двумя источниками питания эмиттерной и коллекторной цепей. Чем низкоомнее этот делитель, тем лучше приближение. Стабильность также улучшается при увеличении сопротивления резистора R_3 .

На практике величину напряжения E_e' выбирают порядка 0,7—1,5 в, а резистор R_3 рассчитывают по формуле

$$R_3 = E_e' / I_c, \text{ ком}, \quad (3.54)$$

где I_c — ток коллектора, ма; E_e' в в.

При выбранном значении V (обычно в пределах $1,5 \div 4$) необходимые значения резисторов делителя вычисляются по формулам:

$$R_2 = (V - 1) \frac{E_c}{E'_e} R_3, \quad (3.55)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{E_c / E'_e - 1}, \quad (3.56)$$

где E_c — напряжение источника питания коллекторной цепи. Чтобы резистор R_3 не создавал отрицательной обратной связи на рабочих частотах, его блокируют конденсатором C_3 , емкость которого

$$C_3 \geq \frac{15 \div 30}{f_{min} R_3}, \text{ тыс. нф}, \quad (3.57)$$

где f_{min} — нижняя рабочая частота, $Mгц$; R_3 — сопротивление в цепи эмиттера, $ком$.

§ 3.6. Выбор транзисторов и их режима

Выбор транзисторов для высокочастотного тракта приемника необходимо производить, исходя из следующих соображений:

а) превышение предельной частоты усиления f_T (генерации f_{max}) в несколько раз (5—10) по сравнению с максимальной рабочей частотой транзистора в данной конструкции;

б) наличие параметров, обеспечивающих выполнение заданных требований;

в) минимальная стоимость.

Для выбранных из справочника [24, 26] типов транзисторов выписываются рекомендуемый режим работы и основные параметры (табл. 3.2). По одной из ф-л (3.33) табл. 3.6, для которой имеются все необходимые данные, вычисляются для всех транзисторов граничная частота крутизны f_s и величина $0,3 f_s$, которые вносятся в табл. 3.8.

Таблица 3.8

ГРАНИЧНАЯ ЧАСТОТА КРУТИЗНЫ И РЕЖИМ РАБОТЫ ВЫБРАННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ [24]

Тип транзистора	Режим		h_{11b} ом	C_c нф	$\tau_c = r_b C_c$ нсек	f_T Мгц	f_s Мгц	$0,3f_s$ Мгц
	U_c в	I_c ма						
ГТ108Б	5	1	30	50	5000	0,6	0,18	0,054
ГТ109Е	1,2	0,1	30	40	5000	3,0	0,72	0,22
П401	5	5	30	15	3500	30	3,8	1,1
П402	5	5	30	15	1000	60	27	8,1
ГТ308А	5	5	30	8	400	90	54	16
П403	5	5	30	10	500	120	72	21
ГТ309Б	5	1	38	10	500	120	90	27
ГТ310Б	5	1	38	4	300	160	80	24
1ММ6,0	5	1	38	5	300	120	76	23
ГТ313Б	5	5	30	2	100	800	480	145

После анализа табл. 3.8 производится окончательный выбор транзистора для рассчитываемой конструкции. Наилучшими являются транзисторы, у которых $0,3f_s$ выше самой высокой рабочей частоты ($0,3f_s > f'_{max}$). В случае отсутствия в распоряжении у радиолюбителя таких транзисторов можно применить транзисторы, для которых максимальная рабочая частота $f_{max} > 0,3f_s$, но $f'_{max} < f_T$, причем надо стремиться, чтобы f'_{max} была как можно ближе к $0,3f_s$. Транзисторы, у которых $f_T < f'_{max}$, для работы в высокочастотных трактах рассчитываемого приемника использовать нельзя.

Если для выбранных транзисторов имеются только h -параметры, то их необходимо пересчитать в систему Y -параметров для схемы с общим эмиттером по ф-лам (3.15)—(3.18) табл. 3.3 (пример 3.2).

Режим работы транзисторов (токи и напряжения) обычно принимается тот, который указан в справочнике. Однако так как величина частоты f_s (ф-ла 3.49) обратно пропорциональна току коллектора, то для расширения рабочего диапазона частот транзистора (в сторону его увеличения) можно рекомендовать уменьшение тока коллектора по сравнению с приведенным в справочнике режимом. При этом не надо забывать, что ток коллектора нельзя уменьшать больше чем до $I_{c\ min} \approx 10 I_{c\ во}$ при наибольшей рабочей температуре, где $I_{c\ во}$ — обратный ток коллекторного перехода (табл. 3.2). Кроме того, при малых токах коллектора увеличивается зависимость параметров транзистора от температуры и затрудняется осуществление температурной стабилизации схемы; сильно снижается крутизна характеристики, что приводит к снижению коэффициента усиления каскада. В связи с этим не рекомендуется брать ток коллектора меньше 0,5—1,0 ма.

Затем необходимо вычислить частотнозависимые параметры транзистора на рабочих частотах при выбранном режиме работы по напряжению и току коллектора по методике, приведенной в параграфе 3.4 стр. 62 (пример 3.3):

- крутизну характеристики S ;
- входное R_{11} и выходное R_{22} сопротивления, а также проводимость g_{12} ;
- входную C_{11} , выходную C_{22} и проходную C_{12} емкости.

Результаты расчета заносятся в специальную таблицу (например, табл. 3.7).

Из выбранных типов транзисторов необходимо взять:

а) для работы в узкополосных усилителях и преобразователях частоты транзисторы с наибольшим критерием устойчивости на максимальной рабочей частоте

$$D_y(\Gamma_{21}) = \frac{S(\text{ма/в})}{C_c(n\phi)}; \quad (3.58)$$

б) для работы в широкополосных усилителях и преобразователях транзисторы с наибольшим критерием широкополосности на максимальной рабочей частоте

$$D_{ш}(\Gamma_{21}) = \frac{S(\text{ма/в})}{C_{11}(n\phi) + C_{22}(n\phi)}; \quad (3.59)$$

в) для работы в укв диапазоне транзисторы с минимальным коэффициентом шума.

Пример 3.4А. У радиолюбителя имеются транзисторы типа П402. Определить, можно ли их использовать в высокочастотных каскадах простого карманного радиовещательного приемника с одним длинноволновым диапазоном ($f'_{max} = 240 \text{ кгц}$).

Расчет

1. Для транзистора П402 выписываем из справочника [24, 26] рекомендуемый режим работы и основные параметры (табл. 3.2).

2. Вычисляем граничную частоту крутизны транзистора П402 по ф-ле (3.33) табл. 3.6:

$$f_s = f_T \frac{h_{11b} C_c}{r_b C_c} = 60 \cdot \frac{30 \cdot 15}{1000} = 27 \text{ МГц}$$

в величину $0,3 f_s = 0,3 \cdot 27 = 8,1 \text{ МГц}$.

3. Так как для транзистора П402 $0,3 f_s = 8,1 \text{ МГц} > f'_{max} = 240 \text{ кГц}$, его можно использовать в высокочастотных каскадах рассчитываемого приемника. При этом его высокочастотные параметры будут мало зависеть от частоты и их можно вычислять по упрощенным формулам при $v = f'_{max}/f_s < 0,3$ табл. 3.5.

4. Пересчитываем h -параметры транзистора П402 в Y -параметры для схемы с общим эмиттером и вычисляем высокочастотные параметры для частоты $f = 240 \text{ кГц}$, как показано в примерах 3.2 и 3.3.

5. Результаты расчета выписываем в отдельную таблицу (табл. 3.7).

Пример 3.5 (Б, В, Г, Д). Выбрать транзистор для высокочастотного тракта рассчитываемого приемника.

Исходные данные

ДИАПАЗОН РАБОЧИХ ЧАСТОТ (ИЗ ТАБЛ. 2.9), МГц

Частота	Значение f для вариантов			
	Б	В	Г	Д
f'_{min}	0,15	0,15	14,0	0,525
f'_{1max}	1,605	9,9	21,45	3,7
f'_{2max}	—	73,0	—	—
$f_{пр}$	0,465	6,5	0,465	0,465

Расчет

1. По справочнику [24, 26] предварительно выбираем транзисторы с таким расчетом, чтобы их предельная частота усиления по току $f_T (f_a)$ или максимальная частота генерации f_{max} превышала в 5 ÷ 10 раз максимальную рабочую частоту.

2. Для выбранных типов транзисторов выписываем в отдельную таблицу их основные параметры и рекомендуемый режим работы (табл. 3.2).

3. По ф-ле (3.33) табл. 3.6 вычисляем для выбранных типов транзисторов граничную частоту крутизны f_s и $0,3 f_s$ (см. п. 2 примера 3.4А). Результаты выписываем в отдельную таблицу (табл. 3.8).

4. Анализ табл. 3.8 позволяет сделать следующие выводы:

а) транзистор ГТ108Б не может быть использован в высокочастотном тракте, так как у него $f_T < f'_{max}$ для всех вариантов;

б) транзисторы ГТ109Е и ГТ401 могут быть использованы только для усиления промежуточной частоты и в приемниках на св и дв диапазонах, однако у них $0,3 f_s < f'_{max}$, поэтому их параметры будут зависеть от рабочей частоты;

в) транзисторы П402 и ГТ308А могут успешно использоваться в диапазонах св и дв ($0,3 f_s > f'_{max}$), в кв диапазоне они также могут работать, но их параметры будут зависеть от частоты;

г) транзисторы П403, ГТ309Б, ГТ310Б и 1ММ6,0 имеют хорошие параметры на всех диапазонах, кроме укв ($0,3f_s > f'_{max}$);

д) транзистор ГТ313Б имеет наилучшие параметры на всех частотах, однако он стóит дороже, поэтому он рекомендуется для применения в укв диапазоне.

5. Из приведенного в п. 4 анализа видно, что для наших вариантов лучше применить:

- вариант Б — транзисторы П402;
- вариант В — транзисторы ГТ310Б в диапазонах дв, св, кв и в УПЧ, а для диапазона укв — транзисторы ГТ313Б;
- вариант Г — транзисторы ГТ310Б;
- вариант Д — транзисторы 1ММ6,0, так как они смонтированы в микро-блоки по 4 шт. и могут обеспечить получение меньших габаритов и веса, что очень важно для приемника «Охотник-лиолов».

6. Для выбранных транзисторов пересчитываем h -параметры в Y -параметры для схемы с общим эмиттером и вычисляем высокочастотные параметры, как показано в примерах 3.2 и 3.3. Так как во всех вариантах для выбранных транзисторов $f'_{max} < 0,3f_s$, то высокочастотные параметры мало зависят от частоты и вычисляются по простейшим формулам при $v \leq 0,3$ (табл. 3.5).

Глава 4.

ВЫБОР ЧИСЛА ПОДДИАПАЗОНОВ И ИХ ГРАНИЦ

§ 4.1. Общие соображения

Диапазон радиоволн, который интересует современных радилюбителей, очень широк. Радилюбители, занимающиеся изготовлением вещательных и телевизионных радиоприемников, естественно интересуются диапазонами, в которых работают вещательные радиостанции. Радилюбители-спортсмены, в свою очередь, интересуются диапазонами, отведенными для любительских спортивных радиосвязей.

Таблица 4.1

УЧАСТКИ ДИАПАЗОНОВ, ОТВЕДЕННЫЕ ДЛЯ РАБОТЫ РАДИОСТАНЦИЙ
ЗВУКОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ

Наименование	Частота Мгц	Длина волны м	Наименование	Частота Мгц	Длина волны м
Длинные волны	0,150 ÷ 0,408	2000 ÷ 735,3	25-метровый	11,7 ÷ 11,98	25,5 ÷ 25,0
Средние волны	0,525 ÷ 1,605	571,4 ÷ 186,9	19-метровый	14,9 ÷ 15,6	20,14 ÷ 19,23
70-метровый	3,95 ÷ 6,0	75,95 ÷ 50	16-метровый	17,25 ÷ 18,25	17,1 ÷ 16,43
49-метровый	6,0 ÷ 6,2	50 ÷ 48,4	13-метровый	21,5 ÷ 21,7	13,9 ÷ 13,8
41-метровый	7,15 ÷ 7,3	42 ÷ 41,2	11-метровый	25,6 ÷ 26,6	11,7 ÷ 11,3
31-метровый	9,5 ÷ 9,78	30,6 ÷ 30,7	УКВ ЧМ	64,5 ÷ 76,0	4,65 ÷ 3,95

Участки диапазонов, предназначенные для ведения спортивных любительских радиосвязей и соревнований по радиоспорту, приведены в табл. 2.7 (стр. 31), частотные каналы телевизионного вещания СССР — в табл. 2.4 (стр. 27). Участки диапазонов, предназначенные для звукового радиовещания, приведены в табл. 4.1, волновое расписание работы радиостанций центрального радиовещания СССР — в табл. 4.2 и радиостанций местного радиовещания — в табл. 4.3. Размеры территории Советского Союза велики, а радиус действия радиостанций, работающих на длинных и средних волнах, ограничен условиями распространения радиоволн. Поэтому на каждой программе центрального радиовещания работает несколько радиостанций (в разных участках диапазона и на различных волнах), предназначенные для приема в различных районах нашей страны (табл. 4.2).

Т а б л и ц а 4.2

ВОЛНОВОЕ РАСПИСАНИЕ РАБОТЫ НЕКОТОРЫХ РАДИОСТАНЦИЙ
ЦЕНТРАЛЬНОГО РАДИОВЕЩАНИЯ СССР

Программы	Частота, кГц (волна, м)	Район обслуживания
Первая (основная)	173, 236, 269, 647, 1439 (25, 31, 41, 49) 66, 44 МГц 155, 173, 236, 1340	Европейская часть ССР, Кавказ, Урал Москва и Московская обл. Казахстан и Средняя Азия
Первая «А»	155, 173, 263, 1079, 1550	Дальний Восток, Восточная Сибирь
Первая «Б»	218, 827, 367	Западная Сибирь
«Маяк» информационная круглосуточная	200, 400 899, 1430 198, 881, 656, 1320 548, 1295, 1466 155, 300, 548, 737 200, 236, 1079 67, 22 МГц	Европейская часть СССР Кавказ Средняя Азия Урал Дальний Восток Москва и Московская обл.
Третья ¹⁾ музыкальная	692, 1358, 1493 69,8 МГц	Москва и Московская обл.
Четвертая	1570; 68,84 МГц	Москва и Московская обл.
Стереофонические передачи	72,14 МГц	Москва и Московская обл.
Московская трансляционная сеть	72,92	Москва и Московская обл.

Пр и м е ч а н и е. ¹⁾ Могут принимать Московская, Ярославская, Тульская, Калужская, Калининская, Рязанская, Куйбышевская, Калининградская области и Башкирская Автономная Республика, а в Ивановской и Владимирской областях — только в вечернее время. В диапазоне укв в радиусе 60+80 км от городов Арзамас, Архангельск, Астрахань, Белебей, Волгоград, Воронеж, Вязьма, Горький, Заполярный, Ирбит, Кандалякша, Красно-Уфимск, Курган, Ленингорск, Ленинград, Липецк, Магнитогорск, Москва, Мурманск, Нижнекамск, Нижний Тагил, Новосибирск, Рославль, Ростов, Салават, Саратов, Свердловск, Серов, Смоленск, Уфа, Чебоксары, Челябинск.

§ 4.2. Разбивка рабочего диапазона на поддиапазоны

Перекрытие всего диапазона частот, на котором работают вещательные и любительские радиостанции, невозможно обеспечить только изменением емкости переменного конденсатора. В связи с этим, а также для удобства и большей точности установки частоты и настройки приемника на станции

диапазона коротких и ультракоротких волн диапазон приемника делится на отдельные поддиапазоны. Предварительный выбор числа усилительных каскадов и избирательных контуров приемника необходимо производить на каждом поддиапазоне отдельно. Поэтому предварительный расчет приемника необходимо начинать с выбора числа необходимых поддиапазонов и определения их границ.

Таблица 4.3

ВОЛНОВОЕ РАСПИСАНИЕ РАБОТЫ НЕКОТОРЫХ РАДИОСТАНЦИЙ
МЕСТНОГО ВЕЩАНИЯ СССР

Город	Частота кГц	Волна м	Город	Частота кГц	Волна м
Алма-Ата	182	1648	Львов	935	321
Ашхабад	375	800	Махачкала	917	327
Баку	218	1376	Минск	281	1068
Вильнюс	665	451	Мурманск	636	457
Владивосток	245	1224	Новосибирск	272	1103
Волгоград	557	538,6	Петрозаводск	611	491
Горький	827	363	Петропавловск-Кам- чатский	182	1648
Днепропетровск	1070	280	Риги	575	522
Донецк	710	422	Симферополь	647	464
Душанбе	254	1181	Ставрополь	881	341
Ереван	863	347,6	Таллин	1034	290
Иркутск	200	1500	Ташкент	164	1829
Казань	254	1181	Тбилиси	191	1571
Кишенев	998	300,6	Ужгород	890	397
Киев	209	1435	Улан-Уде	281	1068
Киев	782	383	Фрунзе	611	491
Красноярск	218	1376	Чита	263	1141
Ленинград	800	375	Челябинск	737	407
Ленинград	1124	267	Якутск	173	1734

В радиовещательных приемниках разбивка на поддиапазоны производится согласно ГОСТ 5651—64 [1]. В соответствии с этим дополнительно на поддиапазоны разбивается только кв диапазон, а остальные проверяются на обеспечение выбранным блоком переменных конденсаторов заданного перекрытия частот. Диапазон кв радиовещательного приемника обычно делится на 2—3 поддиапазона или выделяется несколько растянутых поддиапазонов.

В радиолюбительских конструкциях диапазон разбивается на поддиапазоны в зависимости от желания радиолюбителя, если необходимо:

- обеспечить постоянство усиления внутри поддиапазона;
- уменьшить габариты блока переменных конденсаторов;
- обеспечить выполнение противоречивых требований по избирательности и полосе пропускания;

— уменьшить плотность настройки, чтобы увеличить точность градуировки и установки частоты.

Чем меньше будет принят коэффициент поддиапазона, тем лучше будут выполнены вышеперечисленные условия, но тем больше число поддиапазонов.

Недостатки большого числа поддиапазонов:

- усложнение системы переключения поддиапазонов;
- увеличение числа катушек и размеров контуров;
- увеличение габаритов и веса приемника;
- удорожание стоимости;
- усложнение эксплуатации приемника.

§ 4.3. Выбор блока переменных конденсаторов

Для настройки транзисторных радиоприемников на волну принимаемой радиостанции применяются односекционные и двухсекционные блоки конденсаторов переменной емкости (КПЕ) с воздушным и с твердым диэлектриком. В качестве диэлектрика используется пленка из фторопласта или полиэтилена. У большинства блоков КПЕ с твердым диэлектриком на крышке блока установлены четыре подстроечных конденсатора емкостью от 2—3 до 10—12 пф, которые используются в контурах входной цепи и гетеродина диапазонов дв и св. Некоторые из блоков КПЕ имеют встроенные в корпус шариковые верньеры, которые обеспечивают замедление вращения оси роторов в 2,5—3 раза относительно секции пластин ротора. Радиолюбители в своих конструкциях часто применяют самодельные блоки переменных конденсаторов. Однако для любительских конструкций все же рекомендуется выбирать блоки переменных конденсаторов стандартные, выпускаемые промышленностью. Только при отсутствии блоков, удовлетворяющих поставленным техническим требованиям, следует применять самодельные.

Первоначально блок переменных конденсаторов выбирают по справочникам радиодеталей, выпускаемых промышленностью, а также по данным, приведенным в описаниях промышленных и любительских радиоприемников [30]. Для предварительной ориентировки при выборе блока переменных конденсаторов его крайние емкости следует брать в пределах, указанных в табл. 4.4. При этом рекомендуется за исходную брать минимальную частоту диапазона или самого низкочастотного поддиапазона.

Данные некоторых типов блоков конденсаторов переменной емкости приведены в табл. 4.5.

§ 4.4. Проверка перекрытия поддиапазона

После выбора блока переменных конденсаторов необходимо проверить, сможет ли он обеспечить перекрытие всех поддиапазонов приемника. Проверку рекомендуется начинать с поддиапазона с наибольшим коэффициентом $K'_{\text{пд}}$ (чаще всего это бывает самый длинноволновый поддиапазон).

Таблица 4.4
РЕКОМЕНДУЕМЫЕ КРАЙНИЕ
ЕМКОСТИ БЛОКА ПЕРЕМЕННЫХ
КОНДЕНСАТОРОВ

Минимальная рабочая частота f_{\min}	Емкость	
	C_{\min} пф	C_{\max} пф
До 300 кГц	8 ÷ 12	200 ÷ 500
300 ÷ 1500 кГц	5 ÷ 10	150 ÷ 350
1,5 ÷ 6,0 МГц	4 ÷ 8	100 ÷ 250
6 ÷ 30 МГц	3 ÷ 6	20 ÷ 100
Свыше 30 МГц	1 ÷ 4	10 ÷ 30

ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ БЛОКОВ КОНДЕНСАТОРОВ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ [29, 30]

Тип блока	Число секций	Емкость секции блока, пф		Емкость подстроечных конденсаторов пф	Приемники, в которых применяется блок
		C_{min} пф	C_{max} пф		
<i>Блоки с воздушным диэлектриком</i>					
КПЕ	2	12	495	—	Родина-65, Эфир-67
КПЕ	2	10	365	—	ВЭФ-12, Спидола
КПЕ с верньером	2	9	260	—	Атмосфера-2М
КПЕ	2	9	270	—	Альпинист
КПВМ	2	8,5	260	—	Банга, Меридиан
<i>Блоки с твердым диэлектриком</i>					
КПЕ-2	1	5	180	—	набор «Юность»
КПМ-1	1	10	450	—	набор «Сверчок»
Тесла	1	3	370	—	—
КП4-3А	1	6	200	—	Микро, Маяк, Эра
Тесла	2	5	385	—	—
КП4-3Б	2	4	20	—	—
КП4-3В	2	5	150	—	—
КП4-3Г	2	8	220	—	—
КПЕ-3 с верньером	2	7	180	3÷7	Ласточка, Сатурн
КПЕ-3 с верньером	2	7	210	3÷7	Нева-2
КПЕ-3	2	7	240	2,5÷7	Алмаз
КПЕ-3 с верньером	2	6	250	2,5÷7	Киев-7, Планета
КПЕ-5 с верньером	2	5	240	2÷12	Топаз-2, Сокол
КПТМ	2	4	220	—	Гауя, Сельга
КПТМ-1	2	6	260	—	Рига-301
КПТМ-4	2	5	260	2÷8	Юпитер, Орбита
КПЕ	2	3	150	—	Космос, Рубин
КПЕ	2	2	120	—	Сюрприз

Порядок проверочного расчета

1. Определяется эквивалентная емкость схемы C_3 , при которой выбранный ранее блок переменных конденсаторов должен обеспечить перекрытие данного поддиапазона:

$$C_3 = \frac{C_{max} - K_{пд}'^2 C_{min}}{K_{пд}'^2 - 1}. \quad (4.1)$$

Этот расчет повторяется на всех поддиапазонах. Если хотя бы на одном из них $C_3 \leq 0$, то необходимо выбрать другой блок переменных конденсаторов.

с большим отношением C_{max}/C_{min} или увеличить число поддиапазонов (уменьшить коэффициент поддиапазонов).

2. Если на всех поддиапазонах $C_0 > 0$, то необходимо вычислить действительную емкость схемы контура:

$$C_{сх} = C_M + C_L + C_{вн}, \quad (4.2)$$

C_M — емкость монтажа и C_L — собственная емкость катушки контура, которые можно взять из табл. 4.6.

$C_{вн}$ — емкость, вносимая в контур транзистором на рабочей частоте.

Емкость, вносимая транзистором в контур входной цепи;

$$C_{вн1} = C_{11}m_2^2, \quad (4.3)$$

где C_{11} — входная емкость транзистора первого каскада на рабочей частоте, m_2 — коэффициент включения входа транзистора в контур входной цепи.

Емкость, вносимая транзистором в контур каскада УРЧ,

$$C_{вн2} = C_{11}m_2^2 + C_{22}m_1^2, \quad (4.4)$$

где C_{22} — выходная емкость транзистора каскада УРЧ;

m_1 — коэффициент включения выходной цепи транзистора УРЧ в контур нагрузки;

C_{11} — входная емкость транзистора следующего каскада;

m_2 — коэффициент включения входа транзистора следующего каскада в контур УРЧ.

Формула (4.3) используется, если не предполагается применение каскада УРЧ, в противном случае надо пользоваться ф-лой (4.4). При этом необходимо учесть, что в схемах на транзисторах обычно $m_2 \ll 1$, а $m_1 \approx 1$, поэтому можно предварительно считать $C_{вн1} = 0$, $C_{вн2} = C_{22}$ на минимальной частоте поддиапазона.

3. Определяется дополнительная емкость $C_{доп}$, которую необходимо включить в контур, чтобы обеспечить получение заданного поддиапазона (рис. 4.1)

$$C_{доп} = C_0 - C_{сх}. \quad (4.5)$$

Если $C_{доп} < 0$ хотя бы на одном из поддиапазонов, то необходимо выбрать другой блок переменных конденсаторов с большим отношением C_{max}/C_{min} .

Если $C_{доп} \geq 0$ на всех поддиапазонах, то блок конденсаторов выбран правильно и в контур каждого поддиапазона необходимо включить дополнительную емкость (рис. 4.1).

Если при этом самая меньшая из емкостей (обычно для каждого поддиапазона получаются разные емкости) будет больше $20 \div 30$ пф, то необходимо выбрать другой блок переменных конденсаторов с меньшим отношением C_{max}/C_{min} .

Т а б л и ц а 4.6
ОРИЕНТИРОВОЧНЫЕ ЕМКОСТИ
МОНТАЖА И КАТУШЕК

Диапазон	Емкость монтажа C_M , пф	Емкость катушки C_L , пф
Длинные волны (дв)	5 ÷ 20	15 ÷ 20
Средние волны (св)	5 ÷ 20	5 ÷ 15
Короткие волны (кв)	8 ÷ 10	4 ÷ 10
Ультракороткие волны (укв)	5 ÷ 6	1 ÷ 4

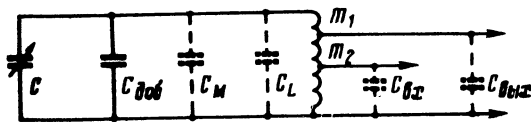


Рис. 4.1

4. Определяется эквивалентная емкость контура для каждого поддиапазона

$$C'_3 = (C_{min} + C_3) \div (C_{max} + C_3). \quad (4.6)$$

Эта емкость применяется для дальнейших расчетов контура при полном влктрическом расчете отдельных каскадов.

Пример 4.1Б, В. Проверить перекрытие выбранным блоком конденсаторов переменной емкости заданных поддиапазонов приемника.

Исходные данные

Длинноволновый поддиапазон: $f_{max} = 408$ кГц; $f_{min} = 150$ кГц. Средне-волновый поддиапазон: $f_{max} = 1605$ кГц; $f_{min} = 525$ кГц. Коротковолновые диапазоны: $f_1 = 7,0 \div 7,4$ МГц; $f_2 = 9,4 \div 9,9$ МГц. Конденсатор типа КП4-ЗГС = $(8 \div 220)$ нФ. Емкость монтажа $C_M = 10$ нФ. Емкость катушек контуров: дв — $C_L = 15$ нФ; св — $C_L = 5$ нФ.

Расчет

1. Крайние частоты поддиапазонов с запасом:

$$\left. \begin{array}{l} \text{дв } f'_{max} = 1,02f_{max} = 1,02 \cdot 408 = 417 \text{ кГц.} \\ f'_{min} = 0,98f_{min} = 0,98 \cdot 150 = 147 \text{ кГц} \\ \text{св } f'_{max} = 1,02f_{max} = 1,02 \cdot 1605 = 1640 \text{ кГц} \\ f'_{min} = 0,98f_{min} = 0,98 \cdot 525 = 515 \text{ кГц} \end{array} \right\} \quad (4.7)$$

Кв поддиапазоны не проверяются, так как они узкие и их расчет будет осуществляться по методике растянутых поддиапазонов (гл. 10, стр. 141).

2. Коэффициенты перекрытия поддиапазонов:

$$\left. \begin{array}{l} \text{дв } K'_{пд} = f'_{max}/f'_{min} = 417/147 = 2,84 \\ \text{св } K'_{пд} = f'_{max}/f'_{min} = 1640/515 = 3,21 \end{array} \right\} \quad (4.8)$$

3. Эквивалентная емкость схемы [ф-ла (4.1)]

$$\begin{aligned} \text{дв } C_3 &= \frac{C_{max} - K'^2_{пд} C_{min}}{K'^2_{пд} - 1} = \frac{220 - 2,84^2 \cdot 8}{2,84^2 - 1} = 21,9 \text{ нФ;} \\ \text{св } C_3 &= \frac{C_{max} - K'^2_{пд} C_{min}}{K'^2_{пд} - 1} = \frac{220 - 3,21^2 \cdot 8}{3,21^2 - 1} = 14,8 \text{ нФ.} \end{aligned}$$

4. Так как $C_3 > 0$, определяем действительную емкость схемы по ф-лам (4.2), (4.3) и (4.4) для контура входной цепи:

$$\text{дв } C_{сх} = C_M + C_L = 10 + 15 = 25 \text{ нФ;} \quad \text{св } C_{сх} = 10 + 5 = 15 \text{ нФ.}$$

5. Так как на дв и св $C_{сх} > C_3$, то дополнительная емкость, найденная по ф-ле (4.5), $C_{доб} = C_3 - C_{сх} < 0$ и необходимо подобрать другой блок-

конденсаторов с бóльшим отношением C_{max}/C_{min} и повторить пп. 3 и 4 расчета.

6. Выбираем по табл. 4.2 блок конденсаторов переменной емкости типа КПТМ-4 с параметрами $C_{min} = 5 \text{ нф}$; $C_{max} = 260 \text{ нф}$ и подстроечными конденсаторами (4 шт.) $C_{п} = 2 + 8 \text{ нф}$.

7. Эквивалентная емкость схемы с новым блоком конденсаторов [ф-ла (4.1)]:

$$\text{дв } C_9 = \frac{C_{max} - K'_{\text{пд}} C_{min}}{K_{\text{пд}}^2 - 1} = \frac{260 - 2,84^2 \cdot 5}{2,84^2 - 1} = 31 \text{ нф};$$

$$\text{св } C_9 = \frac{C_{max} - K'^2_{\text{пд}} C_{min}}{K_{\text{пд}}^2 - 1} = \frac{260 - 3,21^2 \cdot 5}{3,21^2 - 1} = 23 \text{ нф}.$$

8. Дополнительная емкость [ф-ла (4.5)]:

$$\text{дв } C_{\text{доб}} = C_9 - C_{\text{сх}} = 31 - 25 = 6 \text{ нф};$$

$$\text{св } C_{\text{доб}} = C_9 - C_{\text{сх}} = 23 - 15 = 8 \text{ нф}.$$

Так как $C_{\text{доб}} > 0$, то блок конденсаторов выбран правильно.

9. Эквивалентная емкость контура входной цепи [ф-ла (4.6)] в диапазоне:

$$\text{дв } C'_9 = (C_{min} + C_9) \div (C_{max} + C_9) = (5 + 31) \div (260 + 31) = (36 \div 291) \text{ нф};$$

$$\text{св } C'_9 = (C_{min} + C_9) \div (C_{max} + C_9) = (5 + 23) \div (260 + 23) = (28 \div 283) \text{ нф}.$$

§ 4.5. Растянутые поддиапазоны

Из табл. 2.7 и 4.1 видно, что в коротковолновом диапазоне вещательные и любительские радиостанции размещены в диапазоне частот очень неравномерно и в основном плотно сосредоточены в нескольких узких участках диапазона. Такое распределение станций по диапазону делает нецелесообразным и неудобным создание приемников с одним или двумя широкими кв поддиапазонами. Многие радиослушатели и радиолюбители, имеющие приемники с одним или двумя широкими кв поддиапазонами, не раз испытывали неудобство, связанное с отысканием нужной станции и настройкой на нее. Это неудобство заключается в необходимости очень медленно и плавно вращать ручку настройки приемника, чтобы найти необходимую радиостанцию. Однако мало найти нужную станцию, нужно еще точно на нее настроиться для обеспечения неискаженного приема, максимальной громкости и минимальной слышимости соседних станций.

Для устранения указанных недостатков настройки в вещательных и любительских радиоприемниках широко применяют разбивку кв диапазона на несколько поддиапазонов. Они охватывают узкие участки кв диапазона, в которых сосредоточены вещательные и любительские радиостанции. Такие поддиапазоны «растягиваются» на всю шкалу настройки приемника и в этом смысле называются растянутыми и полурастянутыми поддиапазонами. Полурастянутый диапазон охватывает обычно 2—3 узких участка, а растянутый — только один.

Для получения растянутого поддиапазона в контур включаются дополнительные последовательная и параллельная емкости.

Определение величин этих емкостей производится при полном электрическом расчете контуров входной цепи и каскадов УРЧ (подробно будет в гл. 10 и 11).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТИПА, ПАРАМЕТРОВ И ЧИСЛА ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

§ 5.1. Общие соображения

Сигналы мешающих станций, усиливаясь вместе с полезным сигналом в высокочастотном тракте приемника, могут достигать такой величины, при которой они будут модулировать полезный сигнал (станции, которую мы хотим принимать). Избавиться от такой помехи никакими фильтрами не удастся. Это явление называется перекрестной модуляцией и создается оно близко расположенной или мощной станцией на нелинейности характеристики транзистора. Для уменьшения вероятности и степени перекрестной модуляции желательны избирательные элементы ставить на входе приемника и в первых его каскадах, чтобы ослабить сигналы мешающих станций до усилительных каскадов (во входной цепи), или пока усиление мало, фильтр сосредоточенной селекции в каскаде преобразования частоты.

Технические требования к избирательности и полосе пропускания тракта радиочастоты часто выполняются при применении только одного контура магнитной антенны во входной цепи.

Определение числа избирательных контуров и фильтров производится отдельно для трактов промежуточной и радиочастоты. При этом для тракта радиочастоты расчет производится на каждом из поддиапазонов самостоятельно, а затем принимается общее решение для всех поддиапазонов.

При расчете необходимо учитывать, что эквивалентная добротность контуров $Q_{\text{эк}}$ ухудшается за счет шунтирования низким входным и выходным сопротивлениями транзистора и не может быть сделана лучше чем

$$Q_{\text{эк}} = \Psi Q_{\text{к}}, \quad (5.1)$$

где $\Psi = 0,5 \div 0,8$ — коэффициент шунтирования контура входным (или выходным) сопротивлением транзистора, $Q_{\text{к}}$ — конструктивная добротность контура. В этих случаях легче получить широкую полосу, чем узкую. Чтобы обеспечить узкую полосу и высокую избирательность, необходимо ослабить влияние транзистора на колебательный контур. Для этого приходится прибегать к значительному ослаблению связи контура с его входом и выходом, что, в свою очередь, приводит к уменьшению усиления.

Необходимая полоса пропускания контуров (их эквивалентная добротность) может быть обеспечена изменением величины связи транзистора с контуром. При этом относительная расстройка контура входной и выходной емкостями транзистора практически не зависит от величины связи с контуром. Это объясняется тем, что с увеличением связи рост вносимой расстройки сопровождается расширением полосы пропускания и относительная величина расстройки сохраняется примерно постоянной. Избирательность и форма резонансной кривой не зависят от типа транзистора, кроме широкополосных усилителей, в которых различие может быть обусловлено частотной зависимостью параметров транзистора.

Вследствие сильного шунтирования контуров относительно малыми входным и выходным сопротивлениями транзистора оказалось целесообразным избирательные свойства приемника на промежуточной частоте (по соседнему каналу) сосредоточить в одном многоконтурном фильтре сосредоточенной селекции (ФСС); необходимое же усиление получать в аperiodических каскадах или каскадах с одиночными контурами. Такая система построения блок-схемы применяется почти во всех отечественных транзисторных приемниках.

Однако могут применяться и системы с контурами или полосовыми фильтрами в каждом каскаде. Выбор типа УПЧ определяется назначением радиоприемного устройства и техническими требованиями, которые к нему предъявляются.

§ 5.2. Выбор промежуточной частоты

Величина промежуточной частоты выбирается из следующих соображений:

1. Промежуточная частота $f_{пр}$ не должна находиться в диапазоне частот приемника или близко от границ этого диапазона.

2. Промежуточная частота не должна совпадать с частотой какого-либо мощного передатчика.

3. Для получения хорошей фильтрации промежуточной частоты на выходе детектора должно быть выполнено следующее условие:

$$f_{пр} \geq 10F_v, \quad (5.2)$$

где F_v — верхняя частота модуляции.

4. С увеличением промежуточной частоты увеличивается избирательность по зеркальному каналу, уменьшается избирательность по соседнему каналу, расширяется полоса пропускания, уменьшаются входное и выходное сопротивления, что приводит к увеличению шунтирования контуров, а также понижается крутизна характеристики транзисторов, ухудшается устойчивость УПЧ, уменьшается коэффициент усиления на каскад за счет уменьшения резонансного сопротивления контура и ухудшения параметров транзисторов, уменьшается вредное влияние шумов гетеродина на чувствительность приемника, облегчается разделение трактов промежуточной и низкой частот, что позволяет упростить фильтр на выходе детектора, увеличивается надежность работы устройства автоматической подстройки частоты, уменьшаются размеры контуров и блокировочных элементов.

5. С уменьшением промежуточной частоты: увеличивается избирательность по соседнему каналу, уменьшается избирательность по зеркальному каналу, сужается полоса пропускания, увеличиваются входное и выходное сопротивления, что приводит к уменьшению шунтирования контуров, а также увеличивается крутизна характеристики транзисторов; улучшается устойчивость УПЧ; увеличивается коэффициент усиления на каскад; понижается коэффициент шума.

Применение двукратного преобразования частоты позволяет использовать достоинства высокой и низкой промежуточной частот.

Частоты, рекомендуемые в качестве промежуточной, приведены в табл. 5.1. В скобках указаны частоты, применявшиеся до 1964 г.

Т а б л и ц а 5.1

ЧАСТОТЫ, РЕКОМЕНДУЕМЫЕ
В КАЧЕСТВЕ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ

Тип приемного устройства	Промежуточная частота
Радиовещательный АМ	465 ± 2 кГц
Радиовещательный АМ и ЧМ	465 ± 2 кГц; $6,5 \pm 0,1$ МГц
Телевидение:	
канал изображения	38 (34,25) МГц
канал звука	$31,5$ (27,75) МГц и $6,50$ МГц
Любительские узкополосные приемники	115; 215; 915; 1200; 1600; 1900; 2200; 4500 кГц; 10,7 МГц

§ 5.3. Определение ширины полосы пропускания

Полезный сигнал радиостанции, поступающий на вход радиоприемника, представляет собой целый спектр частот, состав и ширина которого определяются родом работы и видом модуляции сигнала. При двухполосной амплитудной модуляции передатчик излучает колебания несущей частоты f_0 и целый спектр колебаний боковых частот от $f_0 - F_v$ до $f_0 + F_v$ (рис. 5.1), где F_v — верхняя частота модуляции.

Для неискаженного приема сигналов радиостанций ширина полосы пропускания приемника должна быть не меньше ширины спектра $2\Delta f_{\Pi}$ (рис. 5.1), излучаемого передатчиком. Полезный сигнал должен быть принят со всеми его боковыми частотами. Этого можно достигнуть только при условии, что усиление приемника остается постоянным в полосе частот, излучаемых передатчиком. Однако, как видно из рис. 5.1, крайние боковые составляющие спектра сигнала передатчика из-за резонансных свойств усилителей приемника будут усиливаться слабее, чем находящиеся

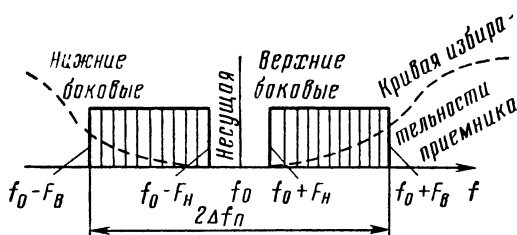


Рис. 5.1

ближе к несущей частоте f_0 . Это приведет к частотным искажениям принимаемого сигнала.

Как показала практика, ослабления крайних боковых частот, не превышающее норм ГОСТ (1), вполне допустимо и практически не ухудшает качество воспроизведения принимаемого приемником сигнала.

Полосой пропускания приемника называется область частот Π , в пределах которой ослабление составляющих спектра принимаемого сигнала не превышает заданной ГОСТ величины.

Ширина полосы пропускания высокочастотного тракта приемника определяется необходимой шириной полосы частот излучения передатчика $2\Delta f_{\Pi}$, которая зависит от вида передачи и модуляции и определяется следующим образом [1, 31, 32]:

1. При двухполосной амплитудной модуляции (АЗ)

$$2\Delta f_{\Pi} = 2F_{\text{в}}, \quad (5.3)$$

где $F_{\text{в}}$ — верхняя (максимальная) частота модуляции.

2. При однополосной амплитудной модуляции:
 - с подавлением одной боковой полосы (АЗН и АЗА)

$$2\Delta f_{\Pi} = F_{\text{в}}; \quad (5.4)$$

- с подавлением одной боковой полосы и несущего колебания (АЗЖ)

$$2\Delta f_{\Pi} = F_{\text{в}} - F_{\text{н}}, \quad (5.5)$$

где $F_{\text{н}}$ — нижняя (минимальная) частота модуляции.

3. При частотной модуляции:
 - если индекс модуляции $\psi_m < 0,5$,

$$2\Delta f_{\Pi} = 2F_{\text{в}}; \quad (5.6)$$

если индекс модуляции соизмерим с единицей, т. е. $\psi_m \approx 1$,

$$2\Delta f_{\Pi} = 2F_{\text{в}}(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}); \quad (5.7)$$

если индекс модуляции $\psi_m \gg 1$ (практические $\psi_m > 4$),

$$2\Delta f_{\Pi} = 2\Delta f_m + 2F_{\text{в}}, \quad (5.8)$$

где

$$\psi_m = \frac{\Delta f_m}{F_{\text{в}}},$$

Δf_m — максимальная девиация частоты.

4. При фазовой модуляции (ФМ) ширина спектра приблизительно равна большей из следующих величин:

$$\begin{aligned} 2\Delta f'_{\Pi} &= 2F_{\text{в}}, \\ 2\Delta f''_{\Pi} &= 2,5F_{\text{в}}\Delta\varphi_{\text{max}}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

где $\Delta\varphi_{\text{max}}$, рад, — наибольшая амплитуда изменения фазы при модуляции

5. При амплитудной манипуляции (A1 — радиотелеграф)

$$2 \Delta f_{\Pi} = nB = (3 \div 5) B, \text{ гц}, \quad (5.10)$$

где B — скорость телеграфирования, *бод*, n — номер верхней реализуемой гармоники¹⁾;

при работе равномерным 5-элементным кодом

$$2 \Delta f_{\Pi} = 0,5nN_T = (1,5 \div 2,5) N_T, \text{ гц}; \quad (5.11)$$

при работе кодом Морзе

$$2 \Delta f_{\Pi} = 0,8nN_T = (2,4 \div 4) N_T, \text{ гц}, \quad (5.12)$$

где N_T — скорость телеграфирования слов в 1 мин.

6. При тональной телеграфии (A2)

$$2 \Delta f_{\Pi} = 2E_B + 5B \text{ гц}. \quad (5.13)$$

7. При частотной манипуляции (F1):

$$\text{для } 1,5 < m < 5,5 \quad 2 \Delta f_{\Pi} = 1,3 \Delta f_T + 0,55B, \text{ гц}; \quad (5.14)$$

$$\text{для } 5,5 \leq m \leq 20 \quad 2 \Delta f_{\Pi} = \Delta f_T + 1,9B, \text{ гц}, \quad (5.15)$$

где $m = \Delta f_T / B$ — индекс частотной манипуляции; Δf_T — разнос между максимальной и минимальной частотами радиосигнала.

8. При импульсной модуляции (PO)

$$2 \Delta f_{\Pi} = \frac{2 \div 20}{\tau_{\text{и}}}, \text{ Мгц}, \quad (5.16)$$

где $\tau_{\text{и}}$, *мксек*, — длительность импульса.

Выбор коэффициента от 2 до 20 определяется требуемым качеством воспроизведения импульса.

9. В телевизионных приемниках с телевизионным стандартом СССР

$$2 \Delta f_{\Pi} = 8 \text{ Мгц}. \quad (5.17)$$

Если приемник предназначается для приема сигналов с различной полосой (например, АМ и ЧМ при радиовещании), то ширину полосы Π необходимо рассчитывать для каждого типа сигнала отдельно и взять наибольшую или сделать две полосы пропускания, которые переключаются при изменении вида работы.

Полоса пропускания высокочастотного тракта приемника, у которого допускаются поиск корреспондента и подстройка на станцию в процессе приема (радиовещательные приемники),

$$\Pi \geq 2 \Delta f_{\Pi}. \quad (5.18)$$

Для приемников, которые должны обеспечить бесперспективную и бесподстроечную связь, полоса пропускания (спортивные приемники)

$$\Pi \geq 2 \Delta f_{\Pi} + 2\Gamma (\Delta f_c + \Delta f_r), \quad (5.19)$$

где Δf_c — максимальный уход частоты передатчика;

Δf_r — максимальный уход частоты гетеродина;

Γ — коэффициент совпадения уходов частоты, учитывающий соотношение одновременного ухода от номинальных величин частот передатчика и гетеродина приемника. При $\Gamma = 1$ все уходы частоты сдвинуты в одну сторону, что мало вероятно, поэтому практически можно принимать $\Gamma \approx 0,3 \div 0,7$.

Обычно при предварительном расчете можно принимать:

$$\Delta f_c = (1 \div 5) \cdot 10^{-4} f_c; \quad \Delta f_r = (1 \div 5) \cdot 10^{-4} f_r.$$

¹⁾ $n = 3$ для радиолиний без замирання, $n = 5$ для радиолиний, подверженных замиранью.

Пример 5.1В. Определить полосу пропускания радиовещательного приемника при $F_{в} = 4$ кГц по ф-лам (5.3) и (5.18).

Р а с ч е т

$$П = 2 \Delta f_{п} = 2F_{в} = 2 \cdot 4 = 8 \text{ кГц.}$$

Пример 5.2А, Б, Г, Д. Определить полосу пропускания радиовещательного приемника при $F_{в1} = 3$ кГц и $F_{в2} = 3,5$ кГц по ф-лам (5.3) и (5.18).

Р а с ч е т

Варианты А, Г, Д $П_1 = 2 \Delta f_{п} = 2F_{в1} = 2 \cdot 3 = 6 \text{ кГц.}$

Вариант Б $П_2 = 2 \Delta f_{п} = 2F_{в2} = 2 \cdot 3,5 = 7 \text{ кГц.}$

§ 5.4. Распределение заданной величины избирательности

В приемниках прямого усиления избирательность по соседнему каналу обеспечивается контурами входной цепи и каскадов УРЧ.

В приемниках супергетеродинного типа с однократным преобразованием частоты принимается следующее распределение по трактам приемника заданных величин избирательности:

— избирательность по зеркальному каналу обеспечивается трактом радиочастоты (входная цепь и УРЧ);

— избирательность по соседнему каналу обеспечивается трактом промежуточной частоты (УПЧ).

В диапазонах длинных и средних волн радиовещательных приемников избирательность по соседнему каналу частично обеспечивается и трактом радиочастоты, однако из-за наличия поддиапазонов коротких и ультракоротких волн при распределении заданной избирательности по соседнему каналу (она одинакова для всех поддиапазонов) этого не учитывают. Поэтому в диапазонах длинных и средних волн избирательность получается несколько выше чем в коротковолновом.

В любительских спортивных супергетеродинных приемниках с двукратным преобразованием частоты производится следующее распределение заданных величин избирательности:

— избирательность по первому зеркальному каналу обеспечивается трактом радиочастоты;

— избирательность по второму зеркальному каналу обеспечивается трактом первой промежуточной частоты;

— избирательность по соседнему каналу обеспечивается трактом второй промежуточной частоты.

Если избирательность по второму зеркальному каналу (на зеркальной частоте второго преобразователя) не задана, то ее можно принять равной избирательности по первому зеркальному каналу.

Кроме обеспечения избирательности по зеркальному каналу, радиочастотный тракт приемника должен обеспечивать:

— избирательность на промежуточной частоте, т. е. ослабление по станциям, частоты которых совпадают с промежуточной;

— ослабление помех станций, способных вызвать появление в преобрателе перекрестной модуляции и интерференционных свистов;

— ослабление излучения колебаний гетеродина приемника;

— необходимое соотношение сигнал/шум на входе первого транзистора приемника.

После определения числа и добротности контуров тракта радиочастоты обязательно проверяется полученная при этом избирательность на промежуточной частоте. Если она получается меньше заданной по ТУ, то необходимо в тракт радиочастоты ввести запирающий или пропускающий фильтр, построенный на промежуточную частоту.

§ 5.5. Распределение заданной неравномерности усиления в полосе пропускания

Для обеспечения необходимого минимума частотных искажений в области верхних звуковых частот каждому радиоприемному устройству в технических условиях задается наименьшее ослабление на краях полосы пропускания. Для радиовещательных приемников это ослабление задано ГОСТ 5651—65 [1].

При проектировании заданная величина ослабления распределяется по отдельным трактам приемника. Практикой установлено, что наиболее приемлемым является распределение ослабления на краях полосы пропускания приемника по отдельным трактам, приведенное в табл. 5.2.

Таблица 5.2

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ НА КРАЯХ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ
ПО ТРАКТАМ ПРИЕМНИКА

Тип приемника	Частота, кГц	Ослабление на краях полосы не более, <i>дб</i>					
		всего тракта	тракта радиочастоты	тракта первой промежуточной частоты	тракта второй промежуточной частоты	предвар. УНЧ	оконечного УНЧ
Радиовещательные приемники:							
с АМ	< 250	18	4÷8	6÷8	—	1÷2	1÷2,5
с АМ	> 250	14	1÷3	6÷8	—	1÷2	1÷2,5
с ЧМ	> 250	14	0	6	—	2÷3	3÷4
Транзисторный АМ с магнитной антенной прямого усиления							
	> 250	14	3÷6	4÷8	—	1,5÷2	1,5÷2
	< 250	18	8÷14	—	—	2÷3	2÷4
	> 250	14	6÷10	—	—	2÷3	2÷4
Спортивные приемники:							
с АМ	> 250	14	0÷2	6÷8	—	1÷2	2÷3
с ЧМ	> 250	14	1	5	—	1÷5	2÷3
с двойным преобразованием частоты	> 250	14	0÷2	1÷2	6	1÷2	2,5

При приеме частотомодулированных сигналов рекомендуется принимать ослабление на краях полосы пропускания высокочастотного тракта равным 0 *дб*, т. е. на уровне 0,5. На высоких принимаемых частотах, когда радиочастотный тракт имеет широкую полосу пропускания, ослабление на краях его полосы можно принимать равным 0 *дб*.

В радиовещательных приемниках наибольшее ослабление на краях полосы получается в диапазоне дв. Поэтому в высококачественных радиовещательных приемниках (высшего и первого классов) для уменьшения ослабления на краях полосы пропускания во входных цепях на дв и св применяют двухконтурные полосовые фильтры. При этом каскад усиления радиочастоты делают аperiodическим, что дает возможность проектировать приемник со стропенным блоком конденсаторов переменной емкости

В низкочастотных трактах радиовещательных приемников ослабления на краях полосы (частотные искажения на верхних звуковых частотах) определяются при среднем положении регулятора низких и верхних звуковых частот, т. е. когда частотная характеристика приемника наиболее равномерная, и ослабление можно принять равным $2 \div 3$ дБ.

В приемниках с магнитной антенной, где для увеличения эффективной действующей высоты магнитной антенны и избирательности по зеркальному каналу эквивалентное качество контуров входной цепи может быть сделано достаточно высоким (порядка $100 \div 200$), увеличивают ослабление тракта радиочастоты до $3 \div 6$ дБ, соответственно уменьшая ослабление в тракте УПЧ и УНЧ.

§ 5.6. Определение типа, параметров и числа избирательных систем радиоприемника прямого усиления

В настоящее время большинство приемников выполняется по супергетеродинной схеме, преимущества которой достаточно подробно рассмотрены в учебниках по радиоприемным устройствам. Однако приемники супергетеродинного типа имеют и ряд недостатков: сложность схемы и физических процессов в ней; сложность монтажа, конструкции и налаживания; наличие побочных каналов приема, являющихся источником дополнительных помех. Поэтому при сравнительно низких технических требованиях по чувствительности и избирательности к проектируемому приемнику имеет смысл попытаться осуществить их в схеме приемника прямого усиления [2].

Кроме того, использование в приемнике ферритовой антенны позволяет обеспечить заданную избирательность без применения дополнительных контуров и использовать одиночный конденсатор переменной емкости, что значительно упрощает конструкцию приемника.

В приемнике прямого усиления избирательность по соседнему каналу (при расстройке $\Delta f_c = \pm 10$ кГц) обеспечивается одиночными контурами или системами контуров (фильтров) входной цепи и каскадов УВЧ.

Получение в приемнике допустимого ослабления на краях полосы пропускания и высокой избирательности представляет значительные трудности, так как эти два требования находятся во взаимном противоречии. Одновременное удовлетворение этих требований должно быть достигнуто при определении типа, числа и качества избирательных систем приемника.

Расчет ведется на каждом поддиапазоне отдельно, а затем принимается решение о числе контуров для всего приемника.

Любой резонансный контур обладает конструктивной добротностью Q_k , которая зависит в основном от конструктивных качеств катушки: типа, размеров и числа витков обмотки; диаметра провода, толщины и качества изоляции и т. д., а также от рабочей частоты. Ориентировочные значения конструктивной добротности контуров приведены в табл. 5.3. Транзистор при подключении к контуру шунтирует его своим входным (или выходным) сопротивлением. Добротность контура уменьшается и принимает значение $Q_{эк} = \psi Q_k$, где $\psi = 0,5 \div 0,8$ (в зависимости от типа транзистора и рабочей частоты) называется коэффициентом шунтирования контура транзистором. Кроме Q_k и $Q_{эк}$ необходимо различать эквивалентную добротность контура

Т а б л и ц а 5.3

КОНСТРУКТИВНЫЕ ДОБРОТНОСТИ
КОНТУРОВ

Диапазон	Значение конструктивной добротности для контуров	
	без сердечников	с ферритовым сердечником
Дв	10 ÷ 50	90 ÷ 140
Св	40 ÷ 100	110 ÷ 140
Кв	60 ÷ 150	140 ÷ 190
Укв	100 ÷ 200	100 ÷ 200

Q_3 , которую он должен иметь для обеспечения заданных избирательности и ослабления на краях полосы пропускания. Величина эквивалентной добротности контура Q_3 определяется в процессе проектирования и обеспечивается при полном электрическом расчете каскадов приемника выбором степени связи транзистора с контуром.

Определение эквивалентной добротности и числа контуров приемника прямого усиления производится по заданной избирательности по соседнему каналу (σ_c) на максимальной частоте поддиапазона и по ослаблению на краях полосы пропускания (σ_n) приемника на минимальной частоте поддиапазона (наихудший случай).

Порядок расчета

1. Задаются ориентировочным числом одиночных контуров входной цепи и каскадов усиления радиочастоты (УРЧ), которые настраиваются на частоту принимаемого сигнала. Рекомендуется расчет начинать с числа одиночных контуров $n_c = 1$, пытаясь обеспечить всю избирательность приемника только контуром входной цепи (магнитной антенны), но не более $n_c = 3$.

2. Максимально допустимая добротность контуров, обеспечивающая заданное ослабление на краях полосы пропускания,

$$Q_n = \frac{f'_{min}}{\Pi} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_n^2} - 1}, \quad (5.20)$$

где f'_{min} — минимальная частота поддиапазона, кГц;

Π — ширина полосы пропускания, кГц;

n_c — число одиночных избирательных контуров;

σ_n — ослабление на краях полосы пропускания, раз.

3. Необходимая добротность контуров, обеспечивающая заданную избирательность по соседнему каналу,

$$Q_n = \frac{f'_{max}}{2 \Delta f_c} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_c^2} - 1}, \quad (5.21)$$

где Δf_c — расстройка, при которой задана избирательность по соседнему каналу, кГц;

σ_c — избирательность по соседнему каналу, раз.

4. На рис. 5.2—5.5 приведены кривые зависимости избирательности приемника от величины расстройки частоты радиостанции f относительно резонансной частоты приемника f_0 для контуров с различным качеством и на различных резонансных частотах (f'_{max} и f'_{min}). На горизонтальной оси отложена величина расстройки $\Delta f = f - f_0$ частоты сигнала радиостанции относительно резонансной частоты приемника. На вертикальной оси величина избирательности (ослабления) $\sigma = K_0/K$, где K_0 — резонансный коэффициент усиления приемника; K — коэффициент усиления при расстройке $\Delta f = f - f_0$. Добротность Q_n рассчитана по ф-ле (5.20), а Q_n — по ф-ле (5.21).

Анализ кривой Q_n на рис. 5.2 показывает, что из соображений обеспечения заданного ослабления σ_n на краях полосы пропускания необходимо применять контуры с как можно меньшей добротностью, т. е. равной Q_n (точка 1) или меньшим Q_n (точка 5 при $Q_2 < Q_n$), но только не большим Q_n (точка 2 при $Q_1 > Q_n$). Тогда ослабление будет не больше заданного.

Из рассмотрения кривой Q_n видно, что по соображениям получения заданной избирательности σ_c необходимо применить контуры с как можно большей добротностью, т. е. равной Q_n (точка 3) или большей Q_n (точка 6 при $Q_1 > Q_n$), но только не меньшим Q_n (точка 4 при $Q_2 < Q_n$). При этом избирательность получится не хуже заданной.

Отсюда видно, что для одновременного обеспечения заданных избирательности по соседнему каналу σ_c (точка 3, рис. 5.2) и ослабления на краях полосы пропускания σ_n (точка 1, рис. 5.2) необходимо для проектируемого

приемника выбрать эквивалентную добротность контуров Q_0 больше Q_n и меньше Q_p (рис. 5.2). При этом получаем ослабление меньше (точка 7), а избирательность лучше заданных (точка 8). Однако необходимо учитывать, что конструктивная добротность контуров Q_k (табл. 5.3) ухудшается низкими входным и выходным сопротивлениями транзистора. Поэтому нельзя принимать добротность контуров больше $(0,5 \div 0,8) Q_k$.

Б. В процессе проектирования может быть несколько вариантов результатов расчета по п. 2 и 3:

а) $Q_n \leq Q_p \leq 0,5 Q_k$ (рис. 5.3а). Необходимо принять добротность контуров Q_0 , равную Q_n или немного больше ее, но меньше Q_p

б) $Q_n \leq 0,5 Q_k \leq Q_p$ (рис. 5.3б). Необходимо принять добротность контуров Q_0 , равную Q_n или немного больше ее, но меньше $0,5 Q_k$.

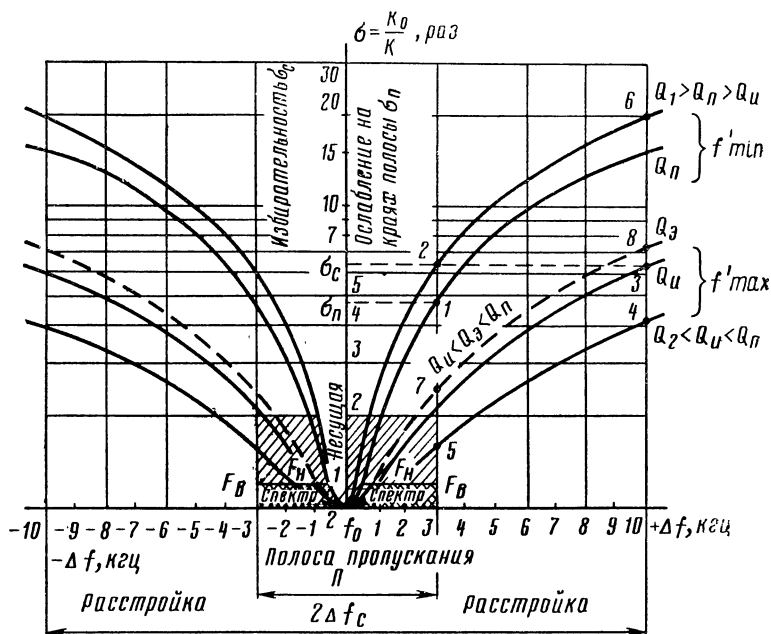


Рис. 5.2

В обоих случаях контуры с принятым Q_0 одновременно обеспечат ослабление на краях полосы пропускания (точка 2) меньше заданного σ_n (точка 1) и избирательность (точка 4) лучше заданной σ_0 (точка 3). Можно продолжать проектировать приемник прямого усиления с принятым в п. 1 числом n_0 контуров;

в) $0,5 Q_k < Q_n \leq Q_p$ (рис. 5.3в). Необходимо применить контуры с более высоким Q_k , чтобы стало $Q_n \leq 0,5 Q_k$ и далее расчет вести по условиям п. 5а и 5б (рис. 5.3а, б), но при новой конструктивной добротности контуров;

г) если невозможно выполнить контур с конструктивной добротностью, обеспечивающей условие $Q_n \leq 0,5 Q_k$, однако $Q_n \leq 0,8 Q_k$ и $Q_n \leq Q_p$ (рис. 5.3з), необходимо принять число контуров, равное n_0 , а добротность контуров Q_0 , равное или немного больше Q_n , но меньше $0,8 Q_k$ и Q_p . При этом, как и в п. 5а и 5б, выполняются заданные технические условия по избирательности (точка 4) и ослаблению на краях полосы пропускания (точка 2). Однако при этом несколько уменьшится коэффициент усиления на один каскад УВЧ;

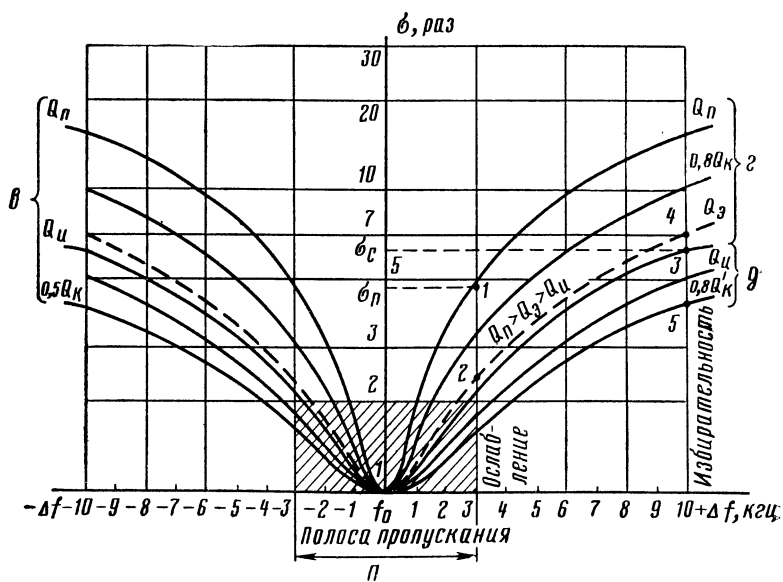
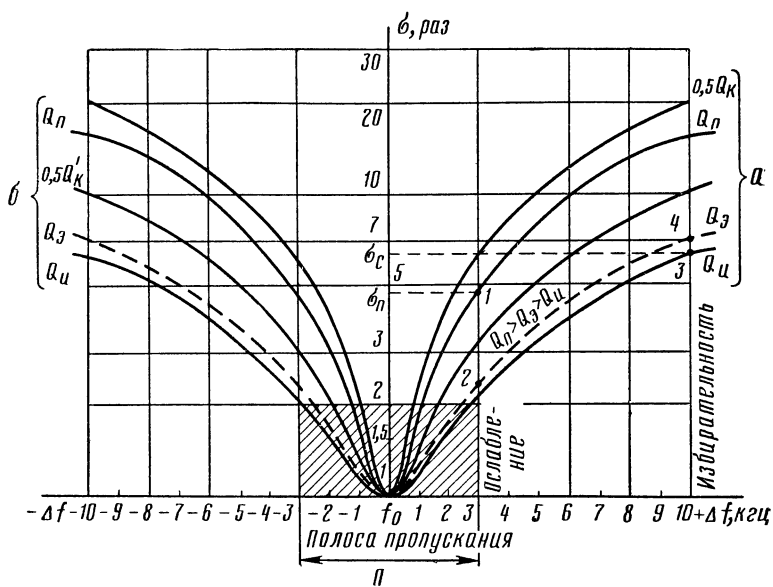


Рис. 5.3 (а + б)

д) Если невозможно выполнить условие $Q_{\Pi} \leq 0,8 Q_{\kappa}$ (рис. 5.3д), то избирательность (точка 5) получается меньше заданной σ_c (точка 3);
 е) если $Q_{\Pi} < Q_{\kappa} \leq 0,5 Q_{\kappa}$ (рис. 5.3е), то при выполнении требования по ослаблению на краях полосы пропускания ($Q_c = Q_{\Pi}$, точка 1) избирательность (точка 4) получается меньше заданной σ_c (точка 3). При выполнении требования по избирательности ($Q_c = Q_{\kappa}$, точка 3) ослабление на краях полосы пропускания (точка 2) получается больше заданного σ_{Π} (точка 1). В обоих случаях необходимо задаться большим числом контуров n_c или применить во входной цепи полосовой фильтр;

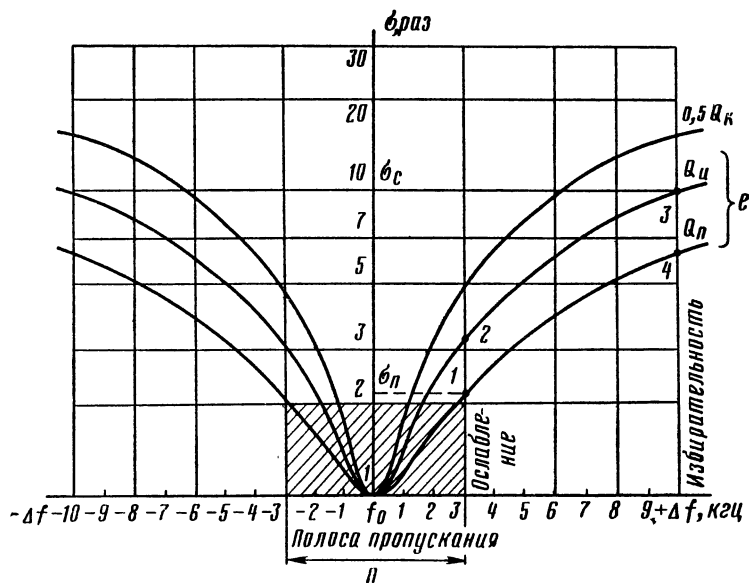


Рис. 5.3 е

ж) если при $n_c = 3$ $Q_{\kappa} > Q_{\Pi}$ или невозможно сделать $0,8 Q_{\kappa} \geq Q_{\kappa}$, то необходимо перейти на супергетеродинную схему приемника.

Пример 5.3.А. Определить основные параметры контуров транзисторного приемника прямого усиления.

Исходные данные (берутся из табл. 2.9)

Крайние частоты диапазона $f'_{min} \div f'_{max} = 167 \div 245$ кГц.

Расстройка, при которой задана избирательность, $\Delta f_c = \pm 10$ кГц.

Избирательность по соседнему каналу $\sigma_c \geq 16$ дБ = 6,3 раза.

Ширина полосы пропускания $\Pi = 6$ кГц.

Ослабление на краях полосы вч тракта $\sigma_{\Pi} \leq 13,5$ дБ = 4,8 раза.

Конструктивное качество контура $Q_{\kappa\Phi} = 120$ (ферритовой антенны).

Добротность контуров можно принимать согласно данным табл. 5.3.

Расчет

1. Задаемся ориентировочным числом контуров $n_c = 1$.

2. Определяем добротность контуров Q_{Π} , исходя из соображений обеспечения заданного ослабления на краях полосы пропускания [ф-ла (5.20)]:

$$Q_{\Pi} = \frac{f'_{min}}{\Pi} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_{\Pi}^2 - 1}} = \frac{167}{6} \sqrt{1 \sqrt{4,8^2 - 1}} = 131.$$

3. Определяем качество контуров Q , исходя из соображений обеспечения избирательности по соседнему каналу [ф-ла (5.21)]:

$$Q_{\Pi} = \frac{f'_{max}}{2 \Delta f_c} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_c^2} - 1} = \frac{245}{20} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{6,3^2}} - 1} = 76,5.$$

В нашем примере получили $Q_{\Pi} = 76,5 < 0,8 Q_{K\Phi} = 96 < Q_{\Pi} = 131$, поэтому согласно п. 5г можно для дв диапазонов принять число контуров $n_c = 1$, а добротность контуров $Q_{\Omega} = 76,5$.

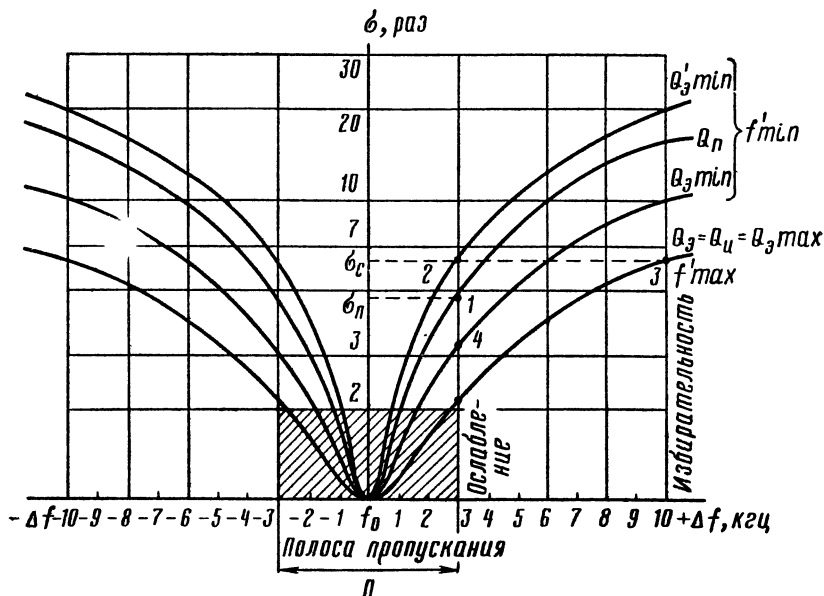


Рис. 5.4

4. Если коэффициент связи контура с входом транзистора будет определяться на максимальной частоте диапазона, то необходимо определить эквивалентную добротность контура на минимальной частоте:

$$\begin{aligned} \frac{1}{Q_{\Omega min}} &= \frac{1}{Q_{K\Phi}} + \left(\frac{1}{Q_{\Omega max}} - \frac{1}{Q_{K\Phi}} \right) \frac{f'_{min}}{f'_{max}} = \\ &= \frac{1}{120} + \left(\frac{1}{76,5} - \frac{1}{120} \right) \frac{167}{245} = 0,0115; \quad (5.22) \\ Q_{\Omega min} &= \frac{1}{0,0115} = 87. \end{aligned}$$

В связи с уменьшением шунтирующего действия транзистора с понижением частоты настройки контуров их эквивалентная добротность увеличивается ($Q_{\Omega min}$) и ослабление на краях полосы пропускания на минимальной частоте диапазона (рис. 5.4, точка 2) может стать больше заданного σ_{Π} (точка 1). Так как в нашем примере добротность на минимальной частоте $Q_{\Omega min} = 87 < Q_{\Pi} = 131$, ослабление на краях полосы пропускания стало больше (рис. 5.4, точка 4) по сравнению с ослаблением на максимальной частоте f'_{max} но меньше заданного σ_{Π} (точка 1). Расчет произведен

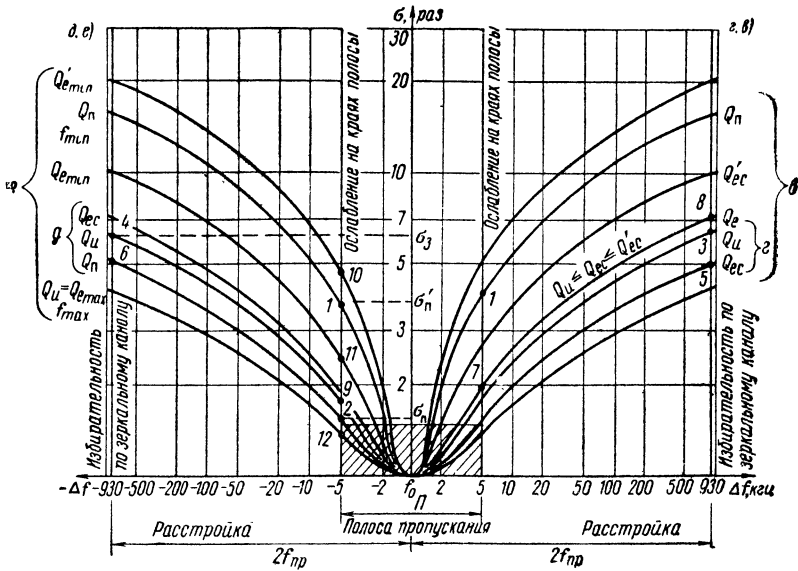
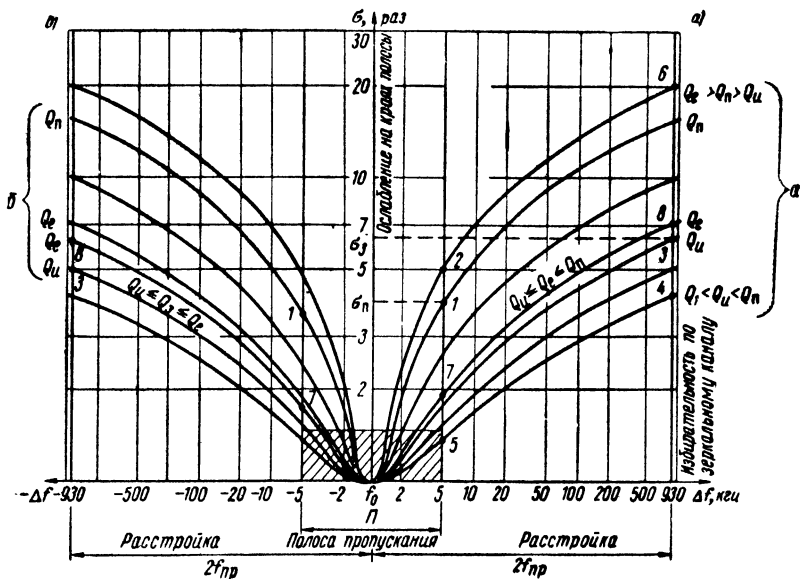


Рис. 5.5

правильно, и можно далее рассчитывать приемник прямого усиления с $n_c = 1$; $Q_{\text{э max}} = Q_{\text{н}} = 76,5$.

Если $Q_{\text{э min}} > Q_{\text{н}}$ (рис. 5.4), то необходимо уменьшить перекрытие диапазона или конструктивную добротность контура либо перейти на супергетеродинную схему.

Пример 5.4Б. Определить основные параметры контуров транзисторного приемника прямого усиления по исходным данным табл. 2.9, вариант Б.

Так как методика расчета варианта Б не отличается от методики расчета варианта А, то расчет предлагается сделать читателям. Прodelав расчет, читатель убедится, что, хотя технические требования в варианте Б низкие, но выполнить их в приемнике прямого усиления невозможно. Поэтому для варианта Б будем рассчитывать функциональную схему простого супергетеродинного приемника (рис. 1.5б).

§ 5.7. Определение типа, параметров и числа избирательных систем супергетеродинного приемника, настроенных на частоту принимаемого сигнала

Порядок расчета

1. Задаются ориентировочным числом одиночных контуров входной цепи и каскадов УРЧ, которые настраиваются на частоту принимаемого сигнала и обеспечивают, главным образом, избирательность по зеркальному каналу σ_3 и на промежуточной частоте $\sigma_{\text{пр}}$. Рекомендуется расчет начинать с числа одиночных контуров $n_c = 1$ (только входная цепь), но не более $n_c = 3$.

2. Определяется максимально допустимая добротность контуров, обеспечивающая заданное ослабление на краях полосы пропускания:

$$Q_{\text{н}} = \frac{f'_{\text{min}}}{\Pi} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_{\text{п}}^2} - 1}, \quad (5.23)$$

где f'_{min} — минимальная частота поддиапазона, кГц;

Π — ширина полосы пропускания, кГц;

n_c — число одиночных избирательных контуров;

$\sigma_{\text{п}}$ — ослабление на краях полосы пропускания, принятое для радиочастотного тракта, раз.

3. Необходимая добротность контуров $Q_{\text{н}}$, обеспечивающая заданную избирательность по зеркальному каналу:

а) при применении одноконтурного входного устройства с индуктивной связью с антенной и каскадов УРЧ с полным включением одиночных контуров

$$Q_{\text{н}} = \frac{\sqrt{n_c} \sqrt{\sigma_3 \frac{f'_{\text{max}}}{f_3 \text{ max}}}}{\left| f_3 \text{ max} / f'_{\text{max}} - f'_{\text{max}} / f_3 \text{ max} \right|}; \quad (5.24)$$

б) при применении одноконтурной входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной

$$Q_{\text{н}} = \frac{\sqrt{n_c} \sqrt{\sigma_3 \frac{f_3 \text{ max}}{f'_{\text{max}}}}}{\left| f_3 \text{ max} / f'_{\text{max}} - f'_{\text{max}} / f_3 \text{ max} \right|}, \quad (5.25)$$

где

$$f_3 \text{ max} = f'_{\text{max}} \pm 2f_{\text{пр}} \quad (5.26)$$

(плюс — если частота гетеродина выше частоты сигнала; минус — если частота гетеродина ниже частоты сигнала);

f'_{max} — максимальная частота поддиапазона, кГц;

$f_{пр}$ — промежуточная частота, кГц;

σ_3 — избирательность по зеркальному каналу, раз;

n_c — число одиночных избирательных контуров.

4. Возможная эквивалентная конструктивная добротность контура [с учетом шунтирующего действия входного (или выходного) сопротивления применяемого транзистора]

$$Q_{эк} = \Psi Q_k, \quad (5.27)$$

где $\Psi = 0,5 \div 0,8$ — коэффициент шунтирования контура транзистором; Q_k — конструктивная добротность контура.

Ориентировочные значения величины Q_k приведены в табл. 5.3.

5. На рис. 5.5 приведены кривые избирательности тракта радиочастоты по зеркальному каналу с рассчитанными по приведенной выше методике добротностями контуров $Q_{п}$ [ф-ла (5.23)] и $Q_{к}$ [ф-ла (5.24)].

Анализ кривой $Q_{п}$ (рис. 5.5, вариант *а*) показывает, что для обеспечения заданного ослабления $\sigma_{п}$ на краях полосы пропускания необходимо применить контуры с возможно меньшей добротностью, равной $Q_{п}$ (точка 1) или меньшей $Q_{п}$ (точка 5 при $Q_1 < Q_{п}$), но только не больше $Q_{п}$ (точка 2 при $Q_{эк} > Q_{п}$). Тогда ослабление на краях полосы пропускания будет не больше заданного.

Из рассмотрения кривой $Q_{к}$ (рис. 5.5, вариант *а*) видно, что для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу σ_3 необходимо применить контуры с возможно большей добротностью, равной $Q_{к}$ (точка 3) или большей $Q_{к}$ (точка 6 при $Q_{эк} > Q_{к}$), но только не меньшей $Q_{к}$ (точка 4 при $Q_1 < Q_{к}$). При этом избирательность получается не хуже заданной.

Таким образом, для одновременного обеспечения заданных избирательности по зеркальному каналу σ_3 (точка 3, рис. 5.5а) и ослабления на краях полосы пропускания $\sigma_{п}$ (точка 1) необходимо для проектируемого приемника выбрать эквивалентную добротность контуров Q_3 больше $Q_{п}$ и меньше $Q_{к}$ (рис. 5.5а, вариант *а*).

В этом случае получится ослабление на краях полосы пропускания меньше (точка 7), а избирательность по зеркальному каналу лучше (точка 8) заданных (точки 1 и 3). Однако при этом эквивалентную добротность Q_3 нельзя брать больше $Q_{эк} = \Psi Q_k$ (рис. 5.5а).

В процессе проектирования могут быть получены различные варианты результатов расчета по пп. 2 и 3:

а) $Q_{п} \leq Q_{к} \leq Q_{эк}$ (рис. 5.5а, вариант *а*). В этом случае эквивалентную добротность контуров Q_3 необходимо принять равной $Q_{п}$ или немного больше ее, но не больше $Q_{п}$;

б) $Q_{п} \leq Q_{эк} \leq Q_{к}$ (рис. 5.5а, вариант *б*). В этом случае эквивалентную добротность контуров Q_3 необходимо принять равной $Q_{п}$ или немного больше ее, но не больше $Q_{эк}$.

В вариантах *а* и *б* контуры с принятыми Q_3 обеспечат одновременно заданные ослабление на краях полосы пропускания (точки 7, рис. 5.5а, б) меньше заданного $\sigma_{п}$ (точка 1) и избирательность по зеркальному каналу (точки 8) лучше заданной σ_3 (точки 3). При этом можно принять число контуров, равное n_c (см. п. 1);

в) $Q_{эк} < Q_{п} \leq Q_{к}$ (рис. 5.5, вариант *в*). В этом случае необходимо применить контуры с более высокой конструктивной добротностью Q_k или задаться большей величиной коэффициента Ψ (см. п. 4), чтобы обеспечить $Q'_{эк} \geq Q_{п}$. Тогда при новой эквивалентной конструктивной добротности контуров $Q'_{эк}$ получается вариант *а* или *б*, который и надо применять при дальнейшем расчете;

г) если невозможно практически осуществить условие $Q_{эк} \geq Q_{п}$ (рис. 5.5, вариант *в*), то избирательность по зеркальному каналу (точка 5) получается меньше заданной σ_3 (точка 3);

д) $Q_{\Pi} < Q_{\Pi} \leq Q_{\text{ЭК}}$ (рис. 5.5, вариант д). В этом варианте при выполнении требований по ослаблению на краях полосы пропускания ($Q_{\text{э}} = Q_{\Pi}$, точка 2) избирательность по зеркальному каналу (точка б) получается меньше заданной $\sigma_{\text{з}}$ (точка 4). При выполнении требований по избирательности ($Q_{\text{э}} = Q_{\Pi}$, точка 4) ослабление на краях полосы пропускания (точка 9) получается больше заданного σ_{Π} (точка 2).

В вариантах г и д необходимо задаться большим числом контуров n_c (см. п. 1) и повторить пп. 1—5 расчета или применить во входной цепи полосо-вой фильтр.

Если при $n_c > 3$ $Q_{\Pi} > Q_{\Pi}$ или невозможно практически осуществить конструктивную эквивалентную добротность контуров $Q_{\text{ЭК}} \geq Q_{\Pi}$, то необходимо повысить промежуточную частоту и повторить пп. 1—5 расчета.

6. Если входное и выходное сопротивления транзистора меняются по поддиапазону, а также при коэффициенте связи контура с транзистором $m < 1$, согласование его с контуром (определение величины m) необходимо производить на верхней частоте поддиапазона, где больше вносимое электронным прибором затухание. Тогда при сохранении неизменной величины m с понижением частоты настройки контуров происходит уменьшение шунтирующего действия транзистора, эквивалентная добротность контуров возрастает (рис. 5.5е, $Q_{\text{э} \min}$ и $Q'_{\text{э} \min}$) и ослабление на краях полосы пропускания на минимальной частоте (точка 10, рис. 5.5е) диапазона может стать больше заданного σ'_{Π} (точка 1). Так как на нижней частоте обеспечиваются заданное ослабление на краях полосы пропускания и необходимая добротность контура $Q_{\Pi} > Q_{\Pi}$, то увеличение эквивалентной добротности $Q_{\text{э} \min}$ обычно приводит к некоторому увеличению ослабления на краях полосы (точка 11) по сравнению с ослаблением на максимальной частоте (точка 12). При этом необходимо следить, чтобы ослабление было не выше заданного σ'_{Π} (точка 1). Для обеспечения оговоренного условия следует рассчитать эквивалентную добротность контуров на нижней частоте поддиапазона $Q_{\text{э} \min}$ (ф-ла 5.22).

Если $Q_{\text{э} \min} \leq Q_{\Pi}$ (рис. 5.5е), то расчет правильный.

Если $Q_{\text{э} \min} > Q_{\Pi}$, то необходимо: выбрать транзистор с меньшим отношением $R_{11 \min}/R_{11 \max}$, выбрать меньшую эквивалентную $Q_{\text{э} \max}$ или конструктивную $Q_{\text{К}}$ добротность, уменьшить перекрытие поддиапазона $K_{\Pi \text{д}}$, увеличить число контуров (что даст возможность уменьшить $Q_{\text{э} \max}$). Повторить пп. 1—6 расчета.

7. При проектировании транзисторных приемников необходимо выбирать эквивалентную добротность контуров как можно ближе к Q_{Π} . В этом случае допустимо большое шунтирование контуров (при одинаковом $Q_{\text{К}}$) входным сопротивлением, что позволяет увеличить связь контура с ним и обеспечить условие п. 6 $Q_{\text{э} \min} < Q_{\Pi}$ (рис. 5.5е).

8. Для крайних точек поддиапазона f'_{\max} и f'_{\min} определяется:

а) избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_c = (\sqrt{1 + X_c^2})^{n_c}; \quad (5.28)$$

б) ослабление на краях полосы пропускания

$$\sigma_{\Pi} = (\sqrt{1 + X_{\Pi}^2})^{n_c}; \quad (5.29)$$

в) избирательность по зеркальному каналу:

— при применении входной цепи с индуктивной связью

$$\sigma_3 = (Q_0 |f_3/f_0 - f_0/f_3|)^{n_c} f_3/f_0; \quad (5.30)$$

— при применении входной цепи с внешнеемкостной связью

$$\sigma_3 = (Q_0 |f_3/f_0 - f_0/f_3|)^{n_c} f_0/f_3; \quad (5.31)$$

г) избирательность на промежуточной частоте в соответствии с условиями п. 8в:

$$\sigma_{\text{пр}} = (Q_6 | f_{\text{пр}}/f_6 - f_6/f_{\text{пр}} |)^{n_c} f_{\text{пр}}/f_6; \quad (5.32)$$

$$\sigma_{\text{пр}} = (Q_6 | f_{\text{пр}}/f_6 - f_6/f_{\text{пр}} |)^{n_c} f_6/f_{\text{пр}}. \quad (5.33)$$

Принятые в формулах обозначения:

$$X_c = Q_0 \frac{2 \Delta f_c}{f_0}; \quad (5.34)$$

$$X_n = Q_0 \frac{\Pi}{f_0}; \quad (5.35)$$

$$f_3 = f_0 \pm 2f_{\text{пр}}; \quad (5.36)$$

f_0 — частота, на которой определяются избирательность и ослабление на краях полосы, *кГц*;

Q_0 — эквивалентная добротность контуров на частоте f_0 ;

Q_6 — эквивалентная добротность контуров на частоте f_6 ;

f_6 — частота, ближайшая к промежуточной, *кГц*;

Π — ширина полосы пропускания, *кГц*;

$f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота, *кГц*;

n_c — число одиночных контуров;

Δf_c — расстройка, при которой задана избирательность по соседнему каналу, *кГц*;

Полученные результаты сравниваются с исходными данными, заданными по техническим условиям, и заносятся в итоговую таблицу (табл. 9.1, стр. 131).

9. Входные цепи и каскады УРЧ профессиональных приемников с двойным преобразованием частоты и перестраиваемой первой промежуточной частотой, телевизионных приемников и трактов УКВ ЧМ радиовещательных приемников обычно выполняются на фиксированной частоте f_0 , соответствующей средней частоте полосы пропускания приемника. В этом случае проектирование осуществляется в соответствии с пп. 1—8, но при условии $f'_{\text{min}} = f'_{\text{max}} = f_0$.

Пример 5.5В. Определить основные параметры избирательной системы тракта радиочастоты диапазона св транзисторного переносного приемника

Исходные данные

Крайние частоты поддиапазона: $f'_{\text{min}} \div f'_{\text{max}} = 515 \div 1640$ *кГц*;

Избирательность по зеркальному каналу: $\sigma_a \geq 26$ *дБ* (20 раз);

Полоса пропускания: $\Pi = 8$ *кГц*.

Ослабление на краях полосы тракта радиочастоты: $\sigma_n \leq 1,5$ *дБ* (1,19 раза).

Конструктивное качество контуров: $Q_k = 100$.

Промежуточная частота: $f_{\text{пр}} = 465$ *кГц*.

Транзистор-ГТЗ10Б; в диапазоне св его параметры не зависят от частоты.

Расстройка, при которой задана избирательность по соседнему каналу,

$\Delta f_c = \pm 10$ *кГц*, избирательность на промежуточной частоте $\sigma_{\text{пр}} \geq 34$ *дБ*.

Входная цепь приемника с магнитной антенной.

Требуется определить

Число контуров тракта радиочастоты n_c .

Эквивалентную добротность контуров Q_a .

Избирательность на промежуточной частоте $\sigma_{\text{пр}}$.

Ослабление на краях полосы σ_n .
 Избирательность по соседнему каналу σ_c .
 Избирательность по зеркальному каналу σ_3 .

Р а с ч е т

1. Задаемся ориентировочным числом одиночных контуров тракта радиочастоты: $n_c = 1$.

2. Допустимая добротность контуров, обеспечивающая заданное ослабление на краях полосы [ф-ла (5.23)]:

$$Q_n = \frac{f'_{min}}{\Pi} \sqrt{n_c \sqrt{\sigma_n^2} - 1} = \frac{515}{8} \sqrt{1 \sqrt{1,19^2} - 1} = 41,3.$$

3. Необходимая добротность контуров, обеспечивающая заданную избирательность по зеркальному каналу [по ф-лам (5.24) и (5.26)]:

$$Q_n = \frac{\sqrt{n_c \frac{f'_{max}}{\sigma_3 f_{3 max}}}}{\left| \frac{f_{3 max}}{f'_{max}} - \frac{f'_{max}}{f_{3 max}} \right|} = \frac{\sqrt{1 \cdot \frac{1640}{20 \cdot 2570}}}{\left| \frac{2570}{1640} - \frac{1640}{2570} \right|} = 13,7;$$

$$f_{3 max} = f'_{max} + 2f_{пр} = 1640 + 2 \cdot 465 = 2570 \text{ кГц},$$

так как частота гетеродина принимается выше частоты сигнала.

4. Принимая $\Psi = 0,5$, по ф-ле (5.27) определяем эквивалентную конструктивную добротность контура:

$$Q_{эк} = \Psi Q_n = 0,5 \cdot 100 = 50.$$

5. Так как $Q_n = 13,7 < Q_n = 41,3 < Q_{эк} = 50$ (рис. 5.5а), принимаем число контуров $n_c = 1$ и эквивалентное качество контура $Q_{э max} = 14$ (на максимальной частоте поддиапазона), чтобы выполнялось условие

$$Q_n < Q_{э max} < Q_n.$$

6. Принимая, что согласование входа транзистора с контуром будет осуществляться на максимальной частоте поддиапазона, определяем эквивалентную добротность контура на нижней частоте поддиапазона по ф-ле (5.22):

$$\begin{aligned} \frac{1}{Q_{э min}} &= \frac{1}{Q_k} + \left(\frac{1}{Q_{э max}} - \frac{1}{Q_k} \right) \frac{f'_{min}}{f'_{max}} = \\ &= 0,01 + (0,0715 - 0,01) \frac{515}{1640} = 0,0293; \end{aligned}$$

$$Q_{э min} = \frac{1}{0,0293} = 34,2.$$

Так как $Q_{э min} = 34,2 < Q_n = 41,3$ (рис. 5.5е), расчет произведен правильно и окончательно принимаем:

$$n_c = 1; \quad Q_{э max} = 14; \quad Q_{э min} = 34,2.$$

7. Для крайних точек поддиапазона f'_{min} и f'_{max} определяем:

а) вспомогательные коэффициенты [ф-лы (5.34) и (5.35)]:

$$X_{c \max} = Q_{\text{э} \max} \frac{2 \Delta f_c}{f'_{\max}} = 14 \frac{2 \cdot 10}{1640} = 0,171;$$

$$X_{c \min} = Q_{\text{э} \min} \frac{2 \Delta f_c}{f'_{\min}} = 34,2 \cdot \frac{2 \cdot 10}{515} = 1,33;$$

$$X_{\Pi \max} = Q_{\text{э} \max} \frac{\Pi}{f'_{\max}} = 14 \frac{8}{1640} = 0,067;$$

$$X_{\Pi \min} = Q_{\text{э} \min} \frac{\Pi}{f'_{\min}} = 34,2 \frac{8}{515} = 0,53;$$

б) зеркальные частоты [ф-ла (5.36)]:

$$f_{3 \min} = f'_{\min} + 2f_{\text{пр}} = 515 + 2 \cdot 465 = 1445 \text{ кГц};$$

$$f_{3 \max} = 2570 \text{ кГц};$$

в) избирательность по соседнему каналу [ф-ла (5.28)]:

на частоте f'_{\max}

$$\sigma_{c \max} = \left(\sqrt{1 + X_{c \max}^2} \right)^{n_c} = \sqrt{1 + 0,171^2} = 1,014 \text{ (0,14 дб)};$$

на частоте f'_{\min}

$$\sigma_{c \min} = \left(\sqrt{1 + X_{c \min}^2} \right)^{n_c} = \sqrt{1 + 1,33^2} = 1,66 \text{ (4,4 дб)};$$

г) ослабление на краях полосы [ф-ла (5.29)]:

$$\sigma_{\Pi \max} = \left(\sqrt{1 + X_{\Pi \max}^2} \right) = \sqrt{1 + 0,067^2} \approx 1 \text{ (0 дб)};$$

$$\sigma_{\Pi \min} = \left(\sqrt{1 + X_{\Pi \min}^2} \right) = \sqrt{1 + 0,53^2} = 1,13 \text{ (1,08 дб)};$$

$$\sigma_{\Pi \max} = 0 \text{ дб} < \sigma_{\Pi \min} = 1,08 \text{ дб} < \sigma_{\Pi} = 1,5 \text{ дб}.$$

Исходные данные выполнены;

д) избирательность по зеркальному каналу [ф-ла (5.30)]:

$$\begin{aligned} \sigma_3 \max &= \left(Q_{\text{э} \max} \left| \frac{f_{3 \max}}{f'_{\max}} - \frac{f'_{\max}}{f_{3 \max}} \right| \right)^{n_c} \frac{f_{3 \max}}{f'_{\max}} = \\ &= \left(14 \left| \frac{2570}{1640} - \frac{1640}{2570} \right| \right) \frac{2570}{1640} = 20,5 \text{ (26,2 дб)}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_3 \min &= \left(Q_{\text{э} \min} \left| \frac{f_{3 \min}}{f'_{\min}} - \frac{f'_{\min}}{f_{3 \min}} \right| \right)^{n_c} \frac{f_{3 \min}}{f'_{\min}} = \\ &= \left(34,2 \left| \frac{1445}{515} - \frac{515}{1445} \right| \right) \frac{1445}{515} = 185 \text{ (45,4 дб)}. \end{aligned}$$

Так как $\sigma_3 \min = 45,4 \text{ дб} > \sigma_3 \max = 26,2 \text{ дб} > \sigma_3 = 26 \text{ дб}$, исходные данные выполнены;

е) избирательность на промежуточной частоте [ф-ла (5.32)] (причем $f_6 = f'_{min}$; $Q_6 = Q_{9 min}$):

$$\sigma_{np} = \left(Q_6 \left| \frac{f_{np}}{f_6} - \frac{f_6}{f_{np}} \right| \right)^{n_c} \frac{f_{np}}{f_6} = \left(34,2 \left| \frac{465}{515} - \frac{515}{465} \right| \right) \frac{465}{515} = 6,4 \quad (16,2 \text{ дб}).$$

Так как $\sigma_{np} = 16,2 \text{ дб} < 26 \text{ дб}$ (согласно исходным данным), во входной цепи необходимо применить запирающий фильтр, расчет которого делается при расчете входной цепи.

§ 5.8. Определение типа, параметров и числа избирательных систем, настроенных на промежуточную частоту

Определение эквивалентной добротности контуров производится по заданной избирательности по соседнему каналу и ослаблению на краях полосы пропускания тракта промежуточной частоты.

Применение усилителей с одиночными резонансными контурами, настроенными на одну частоту

1. Задаются ориентировочным числом одиночных контуров, обычно двумя ($n_{np} = 2$), но не более четырех, так как трудно обеспечить достаточную устойчивость усиления.

2. Допустимая добротность контуров, обеспечивающая заданное ослабление на краях полосы пропускания,

$$Q_n = \frac{f_{np}}{П} \sqrt{\frac{n_{np}}{V \sigma_n^2} - 1}, \quad (5.36)$$

где f_{np} — промежуточная частота, кГц;

$П$ — ширина полосы пропускания, кГц;

n_{np} — число одиночных избирательных контуров;

σ_n — ослабление на краях полосы пропускания, принятое для тракта промежуточной частоты, раз.

3. Необходимая добротность контуров, обеспечивающая заданную избирательность по соседнему каналу,

$$Q_n = \frac{f_{np}}{2 \Delta f_c} \sqrt{\frac{n_{np}}{V \sigma_c^2} - 1}, \quad (5.37)$$

где Δf_c — расстройка, при которой задана избирательность по соседнему каналу, кГц;

σ_c — избирательность по соседнему каналу, раз.

4. Далее расчет ведется по пп. 4 и 5а, б параграфа 5.7.

5. Если при $n_{np} > 4$ и $Q_n > Q_n$ невозможно выполнить условие $Q_n \leq Q_{эк}$, то необходимо применить усилители с полосовыми фильтрами или ФСС.

6. Если условия пп. 5а, б параграфа 5.7 (стр. 90) выполняются, то производится расчет по пп. 7—8 (разд. а, б) параграфа 5.7.

Применение LC-фильтров сосредоточенной селекции

Обычно фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) включается в качестве нагрузки преобразователя частоты. При этом ФСС должен обеспечить всю избирательность приемного устройства по соседнему каналу, а необходимое усиление обеспечивается аperiodическими или резонансными широкополосными каскадами усиления промежуточной частоты. Применение ФСС в транзисторных приемниках позволяет выполнить каскады УПЧ без

нейтрализации, что повышает их устойчивость, а также надежность и значительно упрощает производство.

В несложных радиовещательных и связанных транзисторных приемниках применяются простые ФСС, трехзвенные и четырехзвенные. В транзисторных приемниках в качестве сопротивлений, включаемых на входе и выходе фильтра, целесообразно использовать входные и выходные сопротивления транзисторов, выбирая соответствующие коэффициенты включения.

Многозвенные ФСС целесообразно применять только в том случае, если можно обеспечить высокую конструктивную добротность их контуров

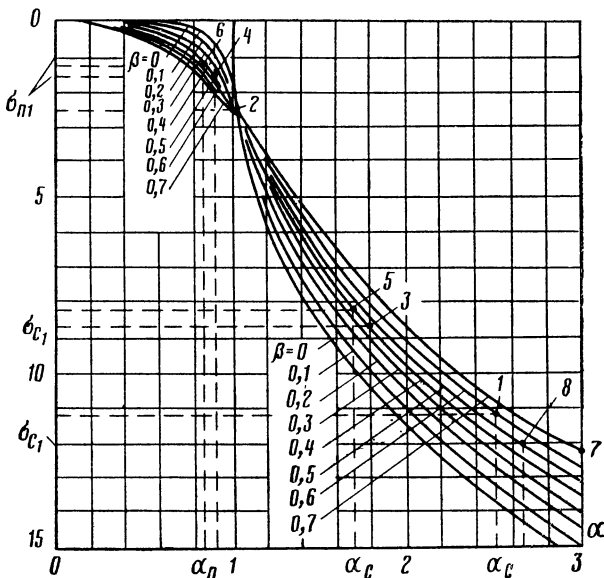


Рис. 5.6

(порядка $100 \div 300$). Поэтому конструктивную добротность контуров необходимо брать как можно больше.

Аналитический метод расчета сложный и громоздкий, поэтому широко применяется простой графический метод. Расчет ведется с помощью семейства обобщенных резонансных кривых одного звена ФСС (рис. 5.6), где по горизонтальной оси отложены значения относительной расстройки α , а по вертикальной — ослабление σ на одно звено ФСС в децибелах.

Порядок расчета

1. Задаются числом фильтров сосредоточенной селекции (ФСС). Рекомендуется начинать со значения $n_{\text{пр}} = 1$, но не более $n_{\text{пр}} = 3$.

2. Определяются ослабление на краях полосы пропускания $\sigma_{\text{фп}}$ и избирательность по соседнему каналу $\sigma_{\text{фс}}$, которые должен обеспечить один ФСС:

$$\sigma_{\text{фп}} = \sigma_{\text{п}}/n_{\text{пр}}, \text{ дБ}, \quad (5.38)$$

$$\sigma_{\text{фс}} = \sigma_{\text{с}}/n_{\text{пр}}, \text{ дБ}. \quad (5.39)$$

3. Задаются величиной относительной расстройки α_n на границе полосы пропускания. При $\sigma_{\text{фп}} \geq 8 \text{ дБ}$ и $\sigma_{\text{фс}} \leq 26 \text{ дБ}$ можно принять $\alpha_n = 1$. В ос-

тальных случаях рекомендуется принимать расчетную полосу шире заданной на 10—20%, т. е. тогда берется расчетная величина коэффициента $\alpha_n = 0,8 \div 0,9$.

4. Определяется ширина расчетной полосы пропускания ФСС

$$P_p = P/\alpha_n, \quad (5.40)$$

где P — ширина полосы пропускания приемника, *кГц*.

5. Определяется необходимая добротность контуров ФСС

$$Q_n = \frac{2\sqrt{2} f_{\text{пр}}}{P_p}, \quad (5.41)$$

где $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота, *кГц*;

P_p — расчетная полоса ФСС, *кГц*.

Если $Q_n \leq Q_k$, то при заданных исходных условиях можно применить ФСС, т. е. продолжать расчет.

Если $Q_n > Q_k$, то использование многосвязных ФСС при заданных Q_k $f_{\text{пр}}$ и P нецелесообразно.

В этом случае для применения ФСС необходимо увеличить Q_k .

Если сделать $Q_k \geq Q_n$ конструктивно невозможно, то определяют необходимую расчетную полосу ФСС при максимальном Q_k :

$$P_p = \frac{2\sqrt{2} f_{\text{пр}}}{Q_{k \text{ max}}} \quad (5.42)$$

и расчет продолжается при полученном P_p .

Если при этом получится $P_p \geq 2\Delta f_c$, то применение ФСС при данной $f_{\text{пр}}$ нецелесообразно. Для применения ФСС необходимо при проектировании выбирать меньшую промежуточную частоту.

6. Определяется величина относительной расстройки:

а) на краях полосы пропускания УПЧ

$$\alpha_n = P/P_p, \quad (5.43)$$

где P — полоса пропускания УПЧ;

б) для соседнего канала

$$\alpha_c = \frac{2\Delta f_c}{P_p}, \quad (5.44)$$

где Δf_c — расстройка, при которой задана избирательность по соседнему каналу.

7. Определяется величина обобщенного затухания

$$\beta = \frac{2f_{\text{пр}}}{Q_k P_p}. \quad (5.45)$$

Для дальнейших расчетов по графикам рис. 5.6 принимается кривая со значением β , равным полученным по ф-ле (5.45) или меньшим их.

8. По кривой рис. 5.6 при значении β , принятом в п. 7, и по определенным в п. 6 α_n и α_c определяются ослабление на краях полосы пропускания σ_n и избирательность по соседнему каналу σ_{cl} , обеспечиваемые одним звеном ФСС.

9. Определяется число звеньев одного ФСС, необходимое для обеспечения избирательности по соседнему каналу на один фильтр

$$n_n = \frac{\sigma_{\text{фс}}(\partial\delta)}{\sigma_{cl}(\partial\delta)}, \quad (5.46)$$

полученное значение округляется до большего целого числа.

Если $n_k > 6$, то необходимо увеличить качество контуров или число фильтров и повторить пп. 2—9 расчета. Если $n_k \leq 1$, то целесообразно перейти на двухконтурные полосовые фильтры или одиночные контуры. Если $1 < n_k \leq 6$, то расчет можно продолжить.

10. Определяется число звеньев одного ФСС, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания на один фильтр:

$$n_{\Pi} = \frac{\sigma_{\text{фп}}(\delta\beta)}{\sigma_{\text{п1}}(\delta\beta)}. \quad (5.47)$$

Если $n_{\Pi} \geq n_k$ (округленного до большего целого числа), то расчет правильный и можно принять число звеньев одного ФСС $n_{\text{ф}} = n_k$ и число ФСС $n_{\text{пр}}$.

Если $n_{\Pi} \gg n_k$, то необходимо увеличить $\alpha_{\text{п}}$.

Если $n_{\Pi} < n_k$, то необходимо задаться меньшей величиной $\alpha_{\text{п}}$, или увеличить конструктивную добротность Q_k контуров, или выбрать меньшую промежуточную частоту и повторить расчет при новых данных.

11. Определяются ослабление на краях полосы пропускания УПЧ

$$\sigma_{\Pi} = n_{\text{пр}} n_{\text{ф}} \sigma_{\text{п1}} \quad (5.48)$$

и избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_{\text{с}} = n_{\text{пр}} n_{\text{ф}} \sigma_{\text{с1}}. \quad (5.49)$$

Для дальнейших расчетов принимается число фильтров $n_{\text{пр}}$ с числом звеньев $n_{\text{ф}}$ и значением β , полученным в п. 7.

Пример 5.7Г. Определить основные параметры ФСС транзисторного спортивного кв приемника.

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{\text{пр}} = 465$ кГц.

Полоса пропускания: $\Pi = 6$ кГц.

Ослабление на краях полосы: $\sigma_{\Pi} \leq 6$ дБ.

Избирательность по соседнему каналу: $\sigma_{\text{с}} \geq 60$ дБ.

Расстройка, при которой задана избирательность: $\Delta f_{\text{с}} = 10$ кГц.

Конструктивная добротность контуров $Q_k = 200$.

Требуется определить

Число ФСС $n_{\text{пр}}$.

Число звеньев ФСС $n_{\text{ф}}$.

Величину обобщенной расстройки β .

Избирательность по соседнему каналу $\sigma_{\text{с}}$.

Ослабление на краях полосы σ_{Π} .

Расчет

1. Задаемся числом ФСС $n_{\text{пр}} = 1$, при этом $\sigma_{\text{фп}} = \sigma_{\Pi} = 6$ дБ; $\sigma_{\text{фс}} = \sigma_{\text{с}} = 60$ дБ [ф-лы (5.38), (5.39)].

2. Так как $\sigma_{\text{фп}} < 8$ дБ и $\sigma_{\text{фс}} > 26$ дБ, то задаемся величиной $\alpha_{\text{п}} = 0,9$.

3. Определяем ширину расчетной полосы ФСС [ф-ла (5.40)]:

$$\Pi_{\text{р}} = \frac{\Pi}{\alpha_{\text{п}}} = \frac{6}{0,9} = 6,7 \text{ кГц.}$$

4. По ф-ле (5.41) определяем необходимую добротность контуров:

$$Q_{\text{н}} = \frac{2\sqrt{2} f_{\text{пр}}}{\Pi_{\text{р}}} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 465}{6,7} = 196.$$

Так как $Q_{\text{н}} = 196 < Q_k = 200$, то расчет можно продолжить.

5. Определяем величину относительной расстройки:
 а) на краях полосы пропускания УЛЧ [ф-ла (5.43)]:

$$\alpha_n = P/P_p = 6/6,7 = 0,9;$$

б) для соседнего канала [ф-ла (5.44)]:

$$\alpha_c = \frac{2 \Delta f_c}{P_p} = \frac{20}{6,7} = 3.$$

6. По ф-ле (5.45) определяем величину обобщенного затухания:

$$\beta = \frac{2f_{np}}{Q_k P_p} = \frac{2 \cdot 465}{200 \cdot 6,7} \approx 0,7.$$

Принимаем $\beta = 0,7$.

7. По кривой рис. 5.6 при $\beta = 0,7$ отыскиваем точку 7, лежащую на ее пересечении с вертикальной линией на уровне $\alpha_c = 3$, и отсчитываем соответствующее этой точке ослабление на одно звено фильтра $\sigma_{c1} = 12,3$ дб.

По этой же кривой отыскиваем точку 4, лежащую на ее пересечении с вертикальной линией на уровне $\alpha_n = 0,9$, и отсчитываем соответствующее этой точке ослабление $\sigma_{n1} = 2$ дб.

8. Число звеньев ФСС, необходимое для обеспечения избирательности по соседнему каналу [по ф-ле (5.46)],

$$n_n = \frac{\sigma_{fc}(\partial\delta)}{\sigma_{c1}(\partial\delta)} = \frac{60}{12,3} = 4,9,$$

округляем до большого, целого числа и принимаем $n_n = 5$; так как $n_n = 5$, расчет можно продолжать.

9. По ф-ле (5.47) определяем число звеньев ФСС, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы:

$$n_n = \frac{\sigma_{fn}(\partial\delta)}{\sigma_{n1}(\partial\delta)} = \frac{6}{2} = 3.$$

Так как $n_n = 3 < n_n = 5$, то задаемся меньшей величиной относительной расстройки и увеличиваем конструктивную добротность контуров; принимаем $\alpha_n = 0,8$ и $Q_k = 250$.

10. Определяем ширину расчетной полосы ФСС по ф-ле (5.40):

$$P_p = P/\alpha_n = \frac{6}{0,8} = 7,5 \text{ кГц}.$$

11. По ф-ле (5.41) определяем необходимую добротность контуров ФСС:

$$Q_n = \frac{2\sqrt{2} f_{np}}{P_p} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 465}{7,5} = 176.$$

12. Величина относительной расстройки для соседнего канала [ф-ла (5.44)]

$$\alpha_c = \frac{2 \Delta f_c}{P_p} = \frac{20}{7,5} = 2,67.$$

13. Величина обобщенного затухания [ф-ла (5.45)]

$$\beta = \frac{2f_{np}}{Q_k P_p} = \frac{2 \cdot 465}{250 \cdot 7,5} = 0,5.$$

Принимаем $\beta = 0,5$.

14. Аналогично п. 7 при $\beta = 0,5$, $\alpha_n = 0,8$ и $\alpha_e = 2,67$ определяем $\sigma_{n1} = 1,0 \text{ дб}$ и $\sigma_{c1} = 12 \text{ дб}$ (точки 6 и 8 соответственно).

15. По ф-ле (5.46) определяем число звеньев ФСС, необходимое для обеспечения избирательности по соседнему каналу:

$$n_n = \frac{\sigma_{fc}(\text{дб})}{\sigma_{c1}(\text{дб})} = \frac{60}{12} = 5,0.$$

Так как $n_n = 5$, расчет можно продолжать.

16. Определяем число звеньев ФСС, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания [ф-ла (5.47)]:

$$n_n = \frac{\sigma_{fn}(\text{дб})}{\sigma_{n1}(\text{дб})} = \frac{6}{1,0} = 6.$$

Так как $n_n = 6 > n_n = 5$, то расчет произведен правильно и можно принять $n_{\phi} = n_n = 5$ с $\beta = 0,5$.

17. Определяем ослабление на краях полосы пропускания УПЧ по ф-ле (5.48):

$$\sigma_n = n_{\phi} \sigma_{n1} = 5 \cdot 1,0 = 5 \text{ дб}.$$

Избирательность по соседнему каналу [ф-ла (5.49)]

$$\sigma_c = n_{\phi} \sigma_{c1} = 5 \cdot 12 = 60 \text{ дб}.$$

Исходные данные выполнены.

Применение пьезокерамических, пьезомеханических и электромеханических фильтров

Одной из особенностей современных транзисторных приемников является широкое применение в них пьезокерамических фильтров сосредоточенной селекции (ФСС). Они обеспечивают высокую избирательность по соседнему каналу, имеют небольшие размеры, малый вес и постоянство частоты настройки (27; 30; 37). Описание, технические данные и принцип действия этих фильтров подробно освещены в литературе (27; 33—37). Параметры выпускаемых отечественной промышленностью пьезокерамических (ПКФ), пьезомеханических (ПМФ) и электромеханических (ЭМФ) фильтров приведены в табл. 5.4, а примерная резонансная характеристика пьезомеханического фильтра ПФ1П-4-3 — на рис. 5.7. Для нормальной работы пьезокерамические и пьезомеханические фильтры необходимо согласовывать с выходом преобразователя частоты и входом усилителя промежуточной частоты, между которыми они обычно включаются. Для этого между выходом преобразователя частоты и входом фильтра включается широкополосный контур, настроенный на промежуточную частоту (рис. 5.8а). Этот контур не должен практически влиять на характеристику избирательности фильтра, поэтому его полосу пропускания необходимо делать в 4—5 раз шире полосы пропускания фильтра, т. е. порядка 20—25 кГц на уровне 3 дб. Одновременно этот контур создает дополнительную избирательность по соседнему каналу. Малая критичность пьезокерамических и пьезомеханических фильтров к изменению величины нагрузочных сопротивлений позволяет подключать их к базе транзистора следующего каскада непосредственно (без согласующего контура, рис. 5.8а).

Электромеханические фильтры обладают согласующими (трансформирующими) свойствами, поэтому необходимость включения дополнительного контура отпадает. Схема включения ЭМФ приведена на рис. 5.8б. Конденсаторы $C_{вх}$ и $C_{вых}$ (табл. 5.4) служат для настройки в резонанс на промежуточную частоту входа и выхода фильтра.

Порядок расчета

1. Определяются ослабление на краях полосы пропускания $\sigma_{пу}$ и избирательность по соседнему каналу $\sigma_{сy}$, которые должен обеспечить тракт усиления промежуточной частоты:

$$\sigma_{пу} = \sigma_{п} - \sigma_{п \max}, \quad (5.50)$$

$$\sigma_{сy} = \sigma_{с} - \sigma_{с \min}, \quad (5.51)$$

где $\sigma_{п}$, $\sigma_{с}$ — ослабление и избирательность, заданные для вч тракта приемника;

$\sigma_{п \max}$ — ослабление на краях полосы пропускания и $\sigma_{с \min}$ — избирательность по соседнему каналу тракта радиочастоты в наилучших из всех поддиапазонов приемника точках.

2. Внимательно изучаются параметры фильтров, выпускаемых отечественной промышленностью (табл. 5.4).

3. При выборе пьезокерамического или пьезомеханического фильтра учитывается, что для его согласования с преобразователем необходимо применить широкополосный согласующий контур, который имеет собственные избирательность и ослабление. Для согласования выходного каскада УПЧ с детектором обычно используется широкополосный контур, который также необходимо учесть. Поэтому выбирается фильтр, имеющий избирательность на 2—6 дБ и ослабление на краях полосы пропускания на 0,5—2 дБ ниже заданных.

4. Приступают к выбору фильтра, если не удается обеспечить заданные требования с помощью одного фильтра, то подбираются два-три фильтра, совместное применение которых в каскадах УПЧ обеспечит выполнение заданных технических требований.

5. Выписываются основные параметры выбранного фильтра, а именно: избирательность по соседнему каналу $\sigma_{фс}$ (при расстройке ± 10 кГц), ослабление на краях полосы пропускания $\sigma_{фп}$ и затухание в полосе пропускания $\sigma_{фo}$ (табл. 5.4).

6. Определяются требования по избирательности и ослаблению на краях полосы пропускания для широкополосных контуров:

$$\sigma_{пш} = \sigma_{пу} - \sigma_{фп}; \quad (5.52)$$

$$\sigma_{сш} = \sigma_{сy} - \sigma_{фс}. \quad (5.53)$$

7. Расчет широкополосных контуров ведется по методике, изложенной в разд. 1 данного параграфа (стр. 95).

8. Определяется ослабление на краях полосы пропускания вч тракта приемника

$$\sigma_{п} = \sigma_{п \max} + \sigma_{фп} + \sigma_{пш} \quad (5.54)$$

и избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_{с} = \sigma_{с \min} + \sigma_{фс} + \sigma_{сш}. \quad (5.55)$$

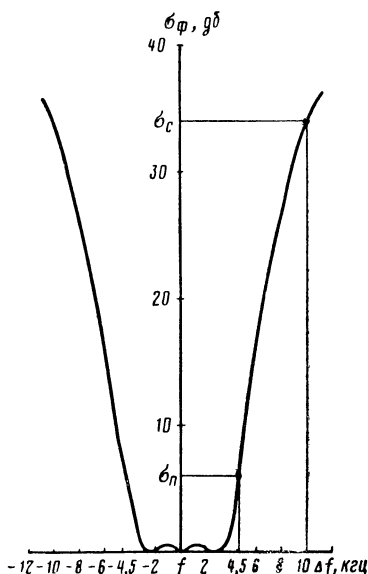


Рис. 5.7

Таблица 5.4
ПАРАМЕТРЫ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ, ПЬЕЗОМЕХАНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ [27, 33, 36, 37]

Параметр	Обозначение	Пьезокерамические			Пьезомеханические				Электромеханические пятнзвенные		
		ПФ1П-1	ПФ1П-М	ПФ1П-2	одно-звенный ПФ1П-4-1	двух-звенный ПФ1П-4-2	трехзвенный	ПФ1П-4-3	ПФ1П-5-3	ЭМФП-5-465-6	ЭМФП-5-465-9
Средняя частота полосы пропуска-ния, кгц	f_0	465 ± 2 — 1,8			465 ± 2				465 ± 1,5		
Ширина полосы пропускания при ослаблении на ее краях $\sigma_{фл} = 6 \text{ дБ}$ (2 раза), кгц	Π	6,5 ÷ 10	7 ÷ 9,5	8,5 ÷ 12,5	7 ÷ 10	7 ÷ 10	7 ÷ 10	9 ÷ 14	(на уровне 3 дБ) 5,6 ÷ 6,4 8,4 ÷ 9,6 12,2 ÷ 13,8		
Неравномерность ослаблений (затухания) внутри полосы пропускания, дБ (раз)		менее 3 (1,41)			1 (1,1)	2 (1,25)	4 (1,57)	4 (1,57)	2,5 (1,33)	3 (1,41)	3,5 (1,5)
Ослабление (затухание) при расстройке от средней частоты на ±10 кгц, дБ, бо-лее	$\sigma_{фс}$	41	46	40	16	24	34	26	56	42	26

σ _{фо}	12 (4)	3,5 (1,5)	7 (2,25)	12 (4)	12 (4)	8,5 (2,66)	7,0 (2,25)	8,0 (2,5)
Вносимое ослабление (затухание) внутри полости пропускания, дБ (раз), менее	12 (4)	3,5 (1,5)	7 (2,25)	12 (4)	12 (4)	8,5 (2,66)	7,0 (2,25)	8,0 (2,5)
Номинальные значения нагрузочных сопротивлений, ком	1,2 ± 15% 0,6 ± 15%		2,0 1,0				1,0 10,0	
Номинальные значения емкостей настройки на входе и выходе фильтра, пф	— —		— —			300 1500	300 2200	300 3300
Габаритные размеры, мм	37×24×11	∅9×9	∅9×16,5	∅9×23,5	∅9×23,5		5×5×30	
Вес, г	10	1,8	3,3	4,7	4,7		2,5	

Примечание. Фильтр ПФП-2 применен в приемниках Меридиан, Мария, Сузенир, Спорт-2, Сокол-4 и др. [30].

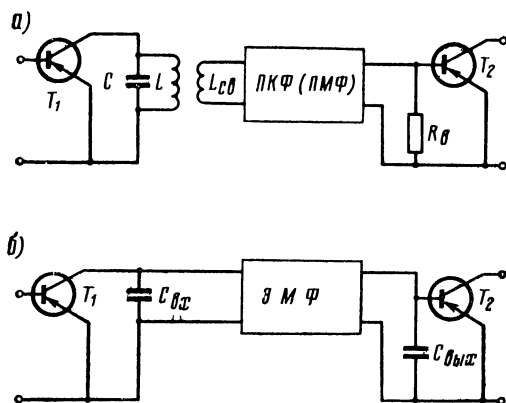


Рис. 5.8

Пример 5.8. Выбрать тип и определить основные параметры ФСС транзисторного радиовещательного приемника первого класса.

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{пр} = 465$ кГц.

Полоса пропускания: $\Pi = 8$ кГц

Ослабление на краях полосы вч тракта приемника: $\sigma_{п} = 10$ дБ.

Избирательность по соседнему каналу: $\sigma_{с} = 46$ дБ.

Расстройка, при которой задана избирательность: $\Delta f_{с} = \pm 10$ кГц.

Избирательность по соседнему каналу тракта радиочастоты: $\sigma_{с min} = 0$.

Ослабление на краях полосы пропускания тракта радиочастоты:
 $\sigma_{п max} = 2$ дБ.

Конструктивное качество широкополосных контуров: $Q_{к} = 80$.

Требуется определить

Тип и количество ФСС $n_{ф}$.

Число широкополосных контуров $n_{пр}$.

Эквивалентную добротность контуров $Q_{эш}$.

Избирательность по соседнему каналу $\sigma_{с}$.

Ослабление на краях полосы $\sigma_{п}$.

Расчет

1. Ослабление на краях полосы пропускания $\sigma_{пу}$ и избирательность по соседнему каналу $\sigma_{сy}$ тракта УПЧ [ф-лы (5.50) и (5.51)]:

$$\sigma_{пу} = \sigma_{п} - \sigma_{п max} = 10 - 2 = 8 \text{ дБ};$$

$$\sigma_{сy} = \sigma_{с} - \sigma_{с min} = 46 - 0 = 46 \text{ дБ}.$$

2. Из анализа параметров фильтров (табл. 5.4) и технических требований видно, что они лучше всего могут быть выполнены при применении одного электромеханического фильтра типа ЭМФП-5-465-9. Принимаем $n_{ф} = 1$.

3. Параметры выбранного фильтра типа ЭМФП-5-465-9: $f_0 = 465$ кГц; $\Pi = 8,4 \div 9,6$ кГц; $\sigma_{фс} = 42$ дБ; $\sigma_{фп} = 3$ дБ; $\sigma_{фo} = 7$ дБ.

4. Для согласования УПЧ с детектором применим широкополосный контур $n_{пр} = 1$. Параметры контура [ф-лы (5.52), (5.53)]:

$$\sigma_{пш} = \sigma_{пу} - \sigma_{фп} = 8 - 3 = 5 \text{ дб (1,78 раза);}$$

$$\sigma_{сш} = \sigma_{су} - \sigma_{фс} = 46 - 42 = 4 \text{ дб (1,58 раза).}$$

5. Рассчитывая по методике примера 5.6Б, можно показать, что эти требования обеспечат контур с $Q_{эш} = 40$. При этом будет $\sigma_{пш} < 5 \text{ дб; } \sigma_{сш} > 4 \text{ дб.}$

6. Ослабление на краях полосы вч тракта [ф-ла (5.54)]

$$\sigma_{п} = \sigma_{п \text{ max}} + \sigma_{фп} + \sigma_{пш} = 2 + 3 + (< 5) = < 10 \text{ дб;}$$

избирательность по соседнему каналу вч тракта [ф-ла (5.55)]

$$\sigma_{с} = \sigma_{с \text{ min}} + \sigma_{фс} + \sigma_{сш} = 0 + 42 + (> 4) = > 46 \text{ дб.}$$

Технические условия выполнены.

Пример 5.9Д. Выбрать тип и определить основные параметры ФСС транзисторного приемника для спортивных соревнований «Охота на лис».

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{пр} = 465 \text{ кгц.}$

Полоса пропускания: $P = 8,3 \text{ кгц.}$

Ослабление на краях полосы вч тракта: $\sigma_{п} = 8 \text{ дб.}$

Избирательность по соседнему каналу вч тракта: $\sigma_{с} = 40 \text{ дб.}$

Растройка, при которой задана избирательность: $\Delta f_{с} = \pm 10 \text{ кгц.}$

Избирательность по соседнему каналу тракта радиочастоты: $\sigma_{с \text{ min}} = 2,8 \text{ дб.}$

Ослабление на краях полосы пропускания тракта радиочастоты: $\sigma_{п \text{ max}} = 0,8 \text{ дб.}$

Требуется определить

Тип и количество ФСС $n_{ф}$.

Число широкополосных контуров $n_{пр}$.

Эквивалентную добротность контуров $Q_{эш}$.

Избирательность по соседнему каналу $\sigma_{с}$.

Ослабление на краях полосы $\sigma_{п}$.

Расчет

1. Ослабление на краях полосы пропускания $\sigma_{пу}$ и избирательность по соседнему каналу $\sigma_{су}$ тракта УПЧ [ф-лы (5.50), (5.51)]:

$$\sigma_{пу} = \sigma_{п} - \sigma_{п \text{ max}} = 8 - 0,8 = 7,2 \text{ дб;}$$

$$\sigma_{су} = \sigma_{с} - \sigma_{с \text{ min}} = 40 - 2,8 = 37,2 \text{ дб.}$$

2. Обеспечим избирательность по соседнему каналу одним ФСС, тогда $n_{ф} = 1$.

3. На основании анализа параметров фильтров (табл. 5.4) и технических требований применим трехзвенный пьезомеханический фильтр типа ПФ1П-4-3 с параметрами $f_0 = 465 \text{ кгц; } P = 9 \text{ кгц; } \sigma_{фп} = 6 \text{ дб; } \sigma_{фс} = 34 \text{ дб; } \sigma_{фo} = 12 \text{ дб;}$

4. Для согласования УПЧ с детектором и ПМФ с преобразователем применим широкополосные контуры $n_{пр} = 2$. Требования к широкополосным контурам [ф-лы (5.52), (5.53)]:

$$\sigma_{пш} = \sigma_{пу} - \sigma_{фп} = 7,2 - 6 = 1,2 \text{ дб (1,15 раза);}$$

$$\sigma_{сш} = \sigma_{су} - \sigma_{фс} = 37,2 - 34 = 3,2 \text{ дб (1,45 раза).}$$

5. Добротность широкополосных контуров, обеспечивающая заданное ослабление [ф-ла (5.36)],

$$Q_{\Pi} = \frac{f_{\text{пр}}}{\Pi} \sqrt{\frac{n_{\text{пр}}}{\sqrt{\sigma_{\text{пш}}^2} - 1}} = \frac{465}{8,3} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1,15^2} - 1}} \approx 21,8.$$

6. Добротность широкополосных контуров, обеспечивающих заданную избирательность [ф-ла (5.37)],

$$Q_{\text{и}} = \frac{f_{\text{пр}}}{2 \Delta f_{\text{с}}} \sqrt{\frac{n_{\text{пр}}}{\sqrt{\sigma_{\text{сш}}^2} - 1}} = \frac{465}{20} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1,45^2} - 1}} = 15,6.$$

7. Принимая для транзистора $\psi = 0,6$ и $Q_{\text{к}} = 30$, по ф-ле (5.27) определяем эквивалентную конструктивную добротность широкополосных контуров:

$$Q_{\text{эш}} = \psi Q_{\text{к}} = 0,6 \cdot 36 = 18.$$

8. Так как $Q_{\text{и}} = 15,6 < Q_{\text{эш}} = 18 < Q_{\text{п}} = 21,8$, то окончательно для УПЧ принимаем избирательную систему, состоящую из пьезомеханического фильтра типа ПФ1П-4-3 и двух широкополосных контуров с $Q_{\text{эш}} = 18$.

9. Ослабление на краях полосы контуров [ф-лы (5.29), (5.35)]

$$X_{\Pi} = Q_{\text{эш}} \frac{\Pi}{f_{\text{пр}}} = 18 \cdot \frac{8,3}{465} = 0,322;$$

$$\sigma_{\text{пш}} = \left(\sqrt{1 + X_{\Pi}^2} \right)^{n_{\text{пр}}} = \left(\sqrt{1 + 0,322^2} \right)^2 = 1,1 \quad (0,8 \text{ дб}).$$

10. Избирательность по соседнему каналу [ф-лы (5.28), (5.34)]

$$X_{\text{с}} = Q_{\text{эш}} \frac{2 \Delta f_{\text{с}}}{f_{\text{пр}}} = 18 \cdot \frac{20}{465} = 0,78;$$

$$\sigma_{\text{сш}} = \left(\sqrt{1 + X_{\text{с}}^2} \right)^{n_{\text{пр}}} = \left(\sqrt{1 + 0,78^2} \right)^2 = 1,6 \quad (4 \text{ дб}).$$

11. Ослабление на краях полосы вч тракта [ф-ла (5.54)]

$$\sigma_{\Pi} = \sigma_{\Pi \text{ max}} + \sigma_{\text{фп}} + \sigma_{\text{пш}} = 0,8 + 6 + 0,8 = 7,6 \text{ дб} < 8 \text{ дб}.$$

Избирательность по соседнему каналу вч тракта [ф-ла (5.55)]

$$\sigma_{\text{с}} = \sigma_{\text{с min}} + \sigma_{\text{фс}} + \sigma_{\text{сш}} = 2,8 + 34 + 4 = 40,8 \text{ дб} > 40 \text{ дб}.$$

Заданные условия выполнены.

Применение двукратного преобразования частоты

Приемники с двукратным преобразованием частоты имеют тракт первой промежуточной частоты (более высокой) и тракт второй промежуточной частоты (более низкой).

Определение числа и эквивалентной добротности контуров тракта второй промежуточной частоты производится согласно изложенной выше методике.

Определение числа контуров и их эквивалентной добротности тракта первой промежуточной частоты производится также изложенным выше методом, однако вместо избирательности по соседнему каналу используется избирательность по второму зеркальному каналу, которую и должен обеспечить тракт первой промежуточной частоты. Если избирательность по второму зеркальному каналу не задана, то она берется равной избирательности, заданной по первому зеркальному каналу.

Иногда в профессиональных приемниках с двукратным преобразованием частоты делают тракт первой промежуточной частоты перестраиваемым. В этом

случае обычно в тракте первой промежуточной частоты используются одиночные колебательные контуры, причем определение их числа и эквивалентной добротности производится по методике, изложенной в параграфе 5.7.

При применении в тракте промежуточной частоты переменной полосы пропускания определение числа контуров и их эквивалентной добротности производится для минимальной полосы, а при полном электрическом расчете одного из каскадов УПЧ его фильтр рассчитывается с переменной полосой пропускания, обеспечивающей заданное изменение полосы всего приемника.

Глава 6.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА КАСКАДОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

§ 6.1. Выбор типа детектора и его электронного прибора

При выборе типа детектора следует учитывать род работы, вид модуляции, преимущества и недостатки различных схем, а также необходимое минимальное напряжение на его входе для работы с минимальными искажениями.

В табл. 6.1 приведены величины минимального входного напряжения $U_{двх}$ и коэффициента передачи напряжения K_d некоторых типов детекторов. Уменьшение входного напряжения ведет к росту нелинейных искажений, увеличение — к росту мощности, которую необходимо подавать ко входу детектора. Наиболее широкое применение находят диодные детекторы.

Применяются схемы как последовательного, так и параллельного детектирования. Однако схема последовательного детектирования имеет большее распространение, так как входное сопротивление последовательного детектора выше, чем у параллельного. Параллельный детектор применяется обычно в тех случаях, когда постоянная составляющая тока детектора не может проходить через контур.

Так как диодный детектор обычно работает при малых углах отсечки, то он большую часть времени закрыт и величина обратного тока существенно влияет на его параметры, особенно на его входное сопротивление. Для последовательного диодного детектора его входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_n}{2 + 3(R_n/R_{обр})}, \quad (6.1)$$

где R_n — сопротивление нагрузки детектора; $R_{обр}$ — обратное сопротивление диода.

Необходимо учитывать низкое входное сопротивление транзисторных УНЧ, что требует для уменьшения нелинейных искажений применять в детекторе малое сопротивление нагрузки.

Таблица 6.1

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДЕТЕКТОРОВ

Тип детектора	Амплитуда напряжения на входе, $(U_{двх})$	Коэффициент передачи (K_d)
Диодный (квадратичный)	0,1 ÷ 0,2	0,2 ÷ 0,3
Диодный (линейный)	0,2 ÷ 0,5	0,3 ÷ 0,6
Транзисторный	0,1 ÷ 0,3	5 ÷ 8
Частотный с ограничителем	0,5 ÷ 1,0	0,6 ÷ 0,8
Детектор отноше- ний	0,1 ÷ 0,5	0,6 ÷ 0,8
Видеодетектор	0,2 ÷ 0,3	0,1 ÷ 0,3

Амплитуда напряжения на выходе детектора

$$U_{д\text{ вых}} = K_{д} m U_{д\text{ вх}}, \quad (6.2)$$

где $U_{д\text{ вх}}$ — амплитуда напряжения на входе; $K_{д}$ — коэффициент передачи; m — коэффициент модуляции.

В детекторах на полупроводниковых диодах могут применяться как линейный, так и квадратичный режимы детектирования. В линейном режиме детектор применяют в основном в радиовещательных приемниках высшего, первого и второго классов. В квадратичном режиме детекторы работают при малых напряжениях входного сигнала, причем его коэффициент передачи зависит от величины входного напряжения. Квадратичный детектор в основном применяется в переносных и карманных транзисторных приемниках.

Детектор на транзисторах пока редко применяется. Его входное сопротивление не зависит от сопротивления нагрузки. Коэффициент передачи может быть получен значительно больше единицы. Однако схема требует применения специальных мер стабилизации режима, так как изменение температуры окружающей среды влияет на величину коэффициента передачи.

Для детектирования ЧМ сигналов применяются в основном частотный дискриминатор и детектор отношений. Частотный дискриминатор применяется лишь при наличии специального ограничителя амплитуд. Детектор отношений (дробный детектор) не требует ограничителя и имеет более высокую чувствительность. Но подавление паразитной амплитудной модуляции в нем хуже, чем при наличии ограничителя амплитуд.

Транзисторы, предназначенные для детектирования, выбираются так же, как для усилительных каскадов. Полупроводниковые диоды для детектора необходимо выбирать с наибольшим отношением $R_{обр}/R_{пр}$, величины которых можно найти в справочниках [26].

§ 6.2. Определение требуемого усиления до детектора

Требуемое усиление до детектора определяется на каждом поддиапазоне отдельно, если они должны иметь разную чувствительность.

При приеме на наружную антенну в диапазонах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн чувствительность обычно задается минимальной величиной эдс ($E_{АО}$) модулированного сигнала, подаваемого на вход приемника через эквивалент антенны и обеспечивающего на выходе приемника нормальную выходную мощность при точной настройке приемника на частоту сигнала.

1. Требуемое усиление рассчитывается по формуле

$$K_T = \frac{U_{д\text{ вх}}}{E_{АО} \sqrt{2}} \cdot 10^6, \quad (6.3)$$

где $U_{д\text{ вх}}$ — амплитуда напряжения на входе детектора, v ; $E_{АО}$ — заданная чувствительность, $мкв$ (эффективная).

2. Требуемое усиление необходимо увеличить с целью обеспечения запаса по усилению на разброс параметров транзисторов, неточность сопряжения контуров, неточность измерения чувствительности и производственный запас.

Обычно требуемое усиление с запасом (K_T) принимают:

$$\left. \begin{array}{l} \text{на } \delta v, \text{ } \delta v \text{ и } kv \quad K_T' = (1,4 \div 2,0) K_T \\ \text{на } ukv \text{ и } свч \quad K_T' = (2,5 \div 3,5) K_T \end{array} \right\} \quad (6.4)$$

3. Определяется амплитуда напряжения на выходе детектора по ф-ле (6.2).

При приеме на магнитную антенну чувствительность задается напряженностью электрического поля E в точке приема, обеспечивающей на выходе приемника нормальную выходную мощность.

1. Амплитуда напряжения на входе первого каскада приемника

$$U_{m \text{ вх}} = E h_{\text{д}} Q_{\text{э}} m_2, \text{ мв}, \quad (6.5)$$

где E — заданная напряженность поля в точке приема, мв/м ;

$h_{\text{д}}$ — действующая высота магнитной антенны, м ;

$Q_{\text{э}}$ — эквивалентная добротность контура входной цепи;

m_2 — коэффициент включения входа транзистора в контур входной цепи.

На дв и св действующую высоту $h_{\text{д}}$ магнитной антенны можно принять равной $0,3 \div 1,5$ см. Конструктивная добротность катушки контура $Q_{\text{к}}$ магнитной антенны может быть равна $200 \div 300$. Коэффициент включения в контур магнитной антенны определяется по формуле

$$m_2 = \sqrt{\frac{(Q_{\text{к}} - Q_{\text{э}} \text{ max}) R_{11} C'_{\text{э}} \text{ min} f'_{\text{max}}}{159 Q_{\text{к}} Q_{\text{э}} \text{ max}}}, \quad (6.6)$$

где R_{11} — входное сопротивление транзистора на частоте f'_{max} , ком ;

$C'_{\text{э}}$ — минимальная эквивалентная емкость контура магнитной антенны, нф ;

f'_{max} — максимальная частота поддиапазона, Мгц ;

$Q_{\text{э}} \text{ max}$ — эквивалентная добротность контура магнитной антенны на f'_{max} (входной цепи);

$Q_{\text{к}}$ — конструктивная добротность контура магнитной антенны.

2. Затем требуемое усиление до детектора определяется так же, как при приеме на наружную антенну, только в ф-лу (6.3) вместо $E_{\text{АО}}$ подставляется найденная по ф-ле (6.4) величина амплитуды напряжения $U_{m \text{ вх}}$ на входе первого каскада приемника.

3. По ф-ле (6.2) определяется амплитуда напряжения $U_{\text{д вых}}$.

Пример 6.1А. Определить требуемое усиление до детектора $K_{\text{т}}$ при приеме на магнитную антенну в диапазоне дв карманного транзисторного приемника.

Исходные данные

Действующая высота магнитной антенны: $h_{\text{д}} = 2$ см.

Чувствительность приемника: $E = 10$ мв/м .

Напряжение на входе детектора: $U_{\text{д вх}} = 0,1$ в.

Коэффициент модуляции: $m = 0,9$.

Конструктивная добротность контура: $Q_{\text{к}} = 100$.

Коэффициент передачи детектора: $K_{\text{д}} = 0,2$.

Эквивалентная емкость контура: $C'_{\text{э}} \text{ min} = 154$ нф .

Максимальная частота поддиапазона: $f'_{\text{max}} = 245$ кГц .

Входное сопротивление транзистора П402: $R_{11} = 1,67$ ком .

Эквивалентная добротность контура: $Q_{\text{э}} \text{ max} = 50$.

Расчет

1. Определяем ориентировочный коэффициент включения транзистора в контур магнитной антенны по ф-ле (6.6):

$$m_2 = \sqrt{\frac{(Q_{\text{к}} - Q_{\text{э}} \text{ max}) R_{11} C'_{\text{э}} \text{ min} f'_{\text{max}}}{159 Q_{\text{к}} Q_{\text{э}} \text{ max}}} = \frac{(100 - 50) \cdot 1,67 \cdot 154 \cdot 0,245}{159 \cdot 100 \cdot 50} = 0,0\text{с}.$$

2. Амплитуда напряжения на входе первого транзистора [ф-ла (6.5)]

$$U_{m \text{ вх}} = E h_{\text{д}} Q_{\text{э}} m_2 = 10 \cdot 0,02 \cdot 50 \cdot 0,06 = 0,6 \text{ мв}.$$

3. Требуемое усиление до детектора [ф-ла (6.3)]

$$K_T = \frac{U_{д\text{ вх}} \cdot 10^6}{U_{т\text{ вх}}} = \frac{0,1 \cdot 10^6}{0,6 \cdot 10^3} = 167.$$

4. Требуемое усиление с запасом [ф-ла (6.4)]

$$K'_T = (1,4 \div 2,0) K_T = 1,4 \cdot K_T = 1,4 \cdot 167 = 234.$$

5. Амплитуда напряжения на выходе детектора [ф-ла (6.2)]

$$U_{д\text{ вых}} = K_d m U_{д\text{ вх}} = 0,2 \cdot 0,9 \cdot 100 = 18 \text{ мв.}$$

Пример 6.2Г. Определить требуемое усиление до детектора K'_T при приеме на наружную антенну транзисторного спортивного приемника в диапазоне кв-1.

И с х о д н ы е д а н н ы е

Напряжение на входе детектора: $U_{д\text{ вх}} = 0,5 \text{ в.}$

Коэффициент модуляции: $m = 0,3.$

Чувствительность приемника: $E_{A0} = 5 \text{ мкв.}$

Коэффициент передачи детектора (линейного): $K_d = 0,6.$

Р а с ч е т

1. Требуемое усиление [ф-ла (6.3)]

$$K_T = \frac{U_{д\text{ вх}}}{E_{A0} \sqrt{2}} 10^6 = \frac{0,5}{5 \sqrt{2}} 10^6 = 71 \cdot 10^3.$$

2. Требуемое усиление с запасом [ф-ла (6.4)]

$$K'_T = (1,4 \div 2,0) K_T = 1,4 \cdot 71 \cdot 10^3 = 100 \cdot 10^3.$$

3. Амплитуда напряжения на выходе детектора [ф-ла (6.2)]

$$U_{д\text{ вых}} = K_d m U_{д\text{ вх}} = 0,6 \cdot 0,3 \cdot 500 = 90 \text{ мв.}$$

§ 6.3. Определение типа и числа усилительных каскадов приемника до детектора

1. Для определения числа усилительных каскадов до детектора необходимо предварительно задаться реальным коэффициентом передачи входной цепи $K_{вц}$, ориентировочные величины которого приведены в табл. 6.2.

Т а б л и ц а 6.2

КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Диапазон волн	дв	св	кв	укв
Добротность контура	10 ÷ 25	50 ÷ 70	100 ÷ 120	10 ÷ 20
Коэффициент передачи, $K_{вц}$	2 ÷ 3	4 ÷ 6	5 ÷ 8	2 ÷ 3

Коэффициент передачи входного устройства (при согласовании с фидером)

$$K_{вц} = \frac{1}{2} \sqrt{R_{вх}/R_{ф}}, \quad (6.7)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление первого каскада на рабочей частоте;
 $R_{ф}$ — волновое сопротивление фидера.

2. Коэффициент передачи входной цепи с учетом коэффициента включения в контур транзистора

$$K'_{вц} = m_2 K_{вц}, \quad (6.8)$$

Коэффициент передачи входной цепи с магнитной антенной учитывается при определении требуемого усиления до детектора (параграф 6.2, стр. 109), поэтому его можно принять $K'_{вц} = 1$.

3. Коэффициент усиления усилителей радиочастоты и промежуточной частоты на транзисторах без применения нейтрализации (при правильном их выборе) в основном ограничивается устойчивостью работы усилителя. Величину сопротивления нагрузки усилителей радиовещательных и спортивных приемников выбирают, исходя из необходимости получения максимально возможного устойчивого усиления.

В связи с этим при определении необходимого числа каскадов УРЧ и УПЧ будем считать, что при их полном электрическом расчете обеспечивается получение усиления, близкого к максимально устойчивому.

Учитывая эти соображения, можно в большинстве случаев считать при предварительном расчете усиление каскадов УРЧ и УПЧ равным максимально устойчивому коэффициенту усиления усилителя, который принимают для усилителей на транзисторах без применения нейтрализации

$$K_y = 6.3 \sqrt{\frac{S}{fC_c}}, \quad (6.9)$$

где S — крутизна характеристики транзистора на рабочей частоте при выбранном режиме, $мв/с$;

f — максимальная рабочая частота, $Мгц$;

C_c — емкость коллектор — база, $пф$.

Для транзисторных преобразователей частоты без применения нейтрализации можно принимать за максимальное усиление $K_{УПР} = 0,1 K_{УПЧ}$, или

$$K_{УПР} = 6,3 \sqrt{\frac{S_c}{f_c C_c}}, \quad (6.10)$$

где $K_{УПЧ}$ — максимальный устойчивый коэффициент усиления УПЧ на рабочей частоте;

f_c — рабочая частота сигнала на входе преобразователя частоты, $Мгц$;

S_c — емкость база-коллектор, $пф$, на частоте сигнала;

C_c — крутизна транзистора на частоте сигнала, $мв/с$.

Однако надо проверить реальность получения максимально возможного устойчивого усиления. Для этого необходимо определить наибольший достижимый коэффициент усиления каскада на максимальной частоте поддиапазона при оптимальном согласовании и обеспечении заданной эквивалентной добротности контуров.

Для резонансных каскадов УРЧ и УПЧ

$$K_{0УРЧ} = \frac{1}{2} S (1 - \psi) \sqrt{R_{11} R_{22}}, \quad (6.11)$$

для полосовых УПЧ

$$K_{0УПЧ} = S (1 - \psi) \frac{\beta}{1 + \beta^2} \sqrt{R_{11} R_{22}}, \quad (6.12)$$

для преобразователей частоты

$$K_{0\text{ пр}} = 0,5K_{0\text{ УПЧ}} \quad (6.13)$$

Для преобразователей частоты можно применить ф-лы (6.11) и (6.12) и полученный результат разделить на два.

В ф-лах (6.11)—(6.13) приняты следующие обозначения:

S — крутизна характеристики, *ма/в*;

ψ — коэффициент шунтирования контуров транзистором;

β — фактор связи фильтра;

R_{11} — входное сопротивление, *ком*;

R_{22} — выходное сопротивление, *ком*.

Указанные величины определены на максимальной рабочей частоте.

Из полученных двух значений усиления каскада $K_{\text{У}}$ и K_0 выбирается меньшее значение и принимается за коэффициент усиления каскада $K_{\text{УРЧ}}$ ($K_{\text{УПЧ}}$, $K_{\text{пр}}$) при определении необходимого числа каскадов до детектора.

4. При определении необходимого числа каскадов радиочастоты приемников прямого усиления считают, что все каскады однотипные. Тогда их число

$$N_{\text{УРЧ}} = \frac{\lg K'_T - \lg K'_{\text{вц}}}{\lg K_{\text{УРЧ}}}, \quad (6.14)$$

где K'_T — требуемое усиление до детектора с запасом;

$K'_{\text{вц}}$ — коэффициент передачи входной цепи (при приеме на магнитную антенну $K'_{\text{вц}} = 1$);

$K_{\text{УРЧ}}$ — коэффициент усиления одного каскада УРЧ.

Полученное значение $N_{\text{УРЧ}}$ округляется до большего целого числа. Если $N_{\text{УРЧ}} \leq 3$, то можно продолжать расчет приемника прямого усиления. Если $N_{\text{УРЧ}} > 3$, то необходимо перейти на супергетеродинную схему.

Вычисляется общий предполагаемый коэффициент усиления приемника

$$K_{\text{общ}} = K'_{\text{вц}} K_{\text{УРЧ}}^{N_{\text{УРЧ}}}. \quad (6.15)$$

Если $K_{\text{общ}} \geq K_T$, то расчет произведен правильно. Принимается и далее рассчитывается блок-схема приемника прямого усиления. Если $K_{\text{общ}} < K_T$ хотя бы в одном поддиапазоне, то необходимо перейти на супергетеродинную схему или применить более высокочастотные транзисторы.

5. В приемниках супергетеродинного типа основное усиление обеспечивается каскадами УПЧ. Усилители радиочастоты (УРЧ) применяются только в радиовещательных приемниках первого и высшего классов (один каскад) и спортивных (один-два каскада). Их усиление должно быть достаточно большим, чтобы шумы преобразователя не оказывали существенного влияния на общий шум радиоприемника. Однако оно не должно быть слишком велико, чтобы на входе преобразователя не возникла перекрестная модуляция сигнала. Наилучшее значение $K_{\text{УРЧ}} = 4 \div 10$. Необходимое число каскадов усилителя промежуточной частоты (УПЧ)

$$N_{\text{УПЧ}} = \frac{\lg K'_T + \lg \sigma_0 - (\lg K'_{\text{вц}} + \lg K_{\text{УРЧ}} + \lg K_{\text{пр}})}{\lg K_{\text{УПЧ}}}, \quad (6.16)$$

где $K_{\text{пр}}$ — коэффициент усиления преобразователя;

$K_{\text{УПЧ}}$ — коэффициент усиления одного каскада УПЧ;

σ_0 — затухание пьезокерамических фильтров, раз.

Полученное значение $N_{УПЧ}$ округляется до большего целого числа. Если $N_{УПЧ} \leq 3$, то можно продолжать расчет супергетеродинной схемы.

Вычисляется общий предполагаемый коэффициент усиления приемника

$$K_{\text{общ}} = K'_{\text{в.ц}} K_{УРЧ} K_{\text{пр}} K_{УПЧ}^{N_{УПЧ}} \frac{1}{\sigma_0}. \quad (6.17)$$

Если $K_{\text{общ}} \geq K_T$, то расчет произведен правильно. Принимается и далее рассчитывается блок-схема супергетеродинного приемника.

Если $K_{\text{общ}} < K_T$ во всех поддиапазонах, то необходимо применить более дешевые транзисторы или увеличить промежуточную частоту.

6. В приемниках супергетеродинного типа с двукратным преобразованием частоты основное усиление обеспечивается каскадами УПЧ на второй промежуточной частоте. Усилитель первой промежуточной частоты обычно содержит 1—2 каскада. Необходимое число каскадов усилителя второй промежуточной частоты (УПЧ2)

$$N_{УПЧ2} = \frac{\lg K'_T + \lg \sigma_0 - (\lg K'_{\text{в.ц}} + \lg K_{УРЧ} + \lg K_{\text{пр}1} + \lg K_{УПЧ1} + \lg K_{\text{пр}2})}{\lg K_{УПЧ2}}, \quad (6.18)$$

где

$K_{\text{пр}1}$ — коэффициент усиления первого преобразователя;

$K_{\text{пр}2}$ — коэффициент усиления второго преобразователя;

$K_{УПЧ1}$ — коэффициент усиления УПЧ1 (всех каскадов);

$K_{УПЧ2}$ — коэффициент усиления одного каскада УПЧ2.

Полученное значение $N_{УПЧ}$ округляется до большего целого числа. Если $N_{УПЧ2} \leq 3$, то можно продолжать расчет.

Вычисляется общий предполагаемый коэффициент усиления приемника

$$K_{\text{общ}} = K'_{\text{в.ц}} K_{УРЧ} K_{\text{пр}1} K_{УПЧ1}^{N_{УПЧ1}} K_{\text{пр}2} K_{УПЧ2}^{N_{УПЧ2}} \frac{1}{\sigma_0}. \quad (6.19)$$

Если $K_{\text{общ}} \geq K'_T$, то расчет произведен правильно и продолжается расчет блок-схемы с двукратным преобразованием частоты.

7. Если при расчете по п. 5 или 6 $N_{УПЧ} > 4$ или $K_{\text{общ}} < K'_T$ хотя бы на одном поддиапазоне, то необходимо:

- применить транзисторы с лучшими параметрами, допускающими больший максимальный устойчивый коэффициент усиления на каскад;
- уменьшить промежуточную частоту;
- от схемы с однократным преобразованием частоты перейти к схеме с двукратным преобразованием частоты.

Пример 6.3А. Определить тип и число усилительных каскадов карманного транзисторного приемника прямого усиления.

Исходные данные

Максимальная частота поддиапазона: $f'_{\text{max}} = 245 \text{ кгц}$

Требуемое усиление до детектора: $K'_T = 234$.

Входной контур: магнитная антенна.

Параметры транзистора П402; $S = 33 \frac{\text{ма}}{\text{в}}$; $C_c = 15 \text{ нф}$; $R_{11} = 1,67 \text{ ком}$;

$R_{22} = 106 \text{ ком}$.

Коэффициент шунтирования контура транзистором: $\psi = Q_0/Q_{\text{к}} = 0,64$.

Р а с ч е т

1. Так как применена магнитная антенна, то принимаем $K'_{вц} = 1$.
2. Максимальный устойчивый коэффициент усиления каскада УРЧ [ф-ла (6.9)]

$$K_y = 6,3 \sqrt{\frac{S}{f'_{max} C_c}} = 6,3 \sqrt{\frac{33}{0,245 \cdot 15}} = 19.$$

3. Наибольший возможный коэффициент усиления каскада при полном согласовании [ф-ла (6.11)]

$$K_0 = \frac{1}{2} S (1 - \psi) \sqrt{R_{11} R_{22}} = \frac{1}{2} 33 (1 - 0,64) \sqrt{1,67 \cdot 106} \approx 80.$$

Из полученных значений K_y и K_0 выбираем меньшее и принимаем за коэффициент усиления каскада УРЧ

$$K_{урч} = K_y = 19, \text{ так как } K_y < K_0 = 80.$$

4. Определяем необходимое число каскадов УРЧ [ф-ла (6.14)]:

$$N_{урч} = \frac{\lg K'_T - \lg K'_{вц}}{\lg K_{урч}} = \frac{\lg 234 - \lg 1}{\lg 19} = \frac{2,37 - 0}{1,28} \approx 1,8.$$

Принимаем число каскадов УРЧ $N_{урч} = 2$.

5. Вычисляем общий предполагаемый коэффициент усиления приемника по ф-ле (6.15):

$$K_{общ} = K'_{вц} K_{урч}^{N_{урч}} = 1 \cdot 19^2 = 360.$$

6. Так как $K_{общ} = 360 > K_T = 234$, расчет произведен правильно и можно принять схему приемника прямого усиления с числом каскадов УРЧ $N_{урч} = 2$.

Пример 6.4Г. Определить тип и число усилительных каскадов супергетеродинного спортивного приемника при приеме на наружную антенну.

И с х о д н ы е д а н н ы е

Максимальная частота поддиапазона: $f'_{max} = 21,45 \text{ Мгц.}$

Входной контур — с емкостной связью с антенной.

Требуемое усиление до детектора: $K = 1 \cdot 10^5$.

Промежуточная частота: $f_{пр} = 465 \text{ кгц.}$

Коэффициент включения транзистора во входную цепь: $m_2 = 0,1$.

Параметры транзистора ГТ310Б: $S = 26 \text{ ма/в; } C_c = 4 \text{ пф; } R_{11} = 3,8 \text{ ком; } R_{22} = 110 \text{ ком.}$

Коэффициент шунтирования контура УПЧ: $\psi = 0,5$.

Р а с ч е т

1. Принимаем коэффициент передачи входной цепи (табл. 6.2) диапазона кв

$$K_{вц} = 8.$$

2. Коэффициент передачи входной цепи с учетом коэффициента включения транзистора [ф-ла (6.8)]

$$K'_{вц} = m_2 K_{вц} = 0,1 \cdot 8 = 0,8.$$

3. Максимальный устойчивый коэффициент усиления каскада УПЧ [ф-ла (6.9)]

$$K_y = 6,3 \sqrt{\frac{S}{f_{пр} C_c}} = 6,3 \sqrt{\frac{26}{0,465 \cdot 4}} = 23,6 = K_{упч}.$$

4. Коэффициент усиления преобразователя

$$K_{\text{пр}} = 0,1 K_{\text{УПЧ}} = 0,1 \cdot 23,6 = 2,36.$$

5. Примем коэффициент усиления каскада УРЧ $K_{\text{УРЧ}} = 4$.

6. Число каскадов УПЧ

$$N_{\text{УПЧ}} = \frac{\lg K'_T - (\lg K'_{\text{в.ц}} + \lg K_{\text{УРЧ}} + \lg K_{\text{пр}})}{\lg K_{\text{УПЧ}}} = \\ = \frac{\lg 1 \cdot 10^5 - (\lg 0,8 + \lg 4 + \lg 2,36)}{\lg 23,6} = \frac{5,00 - (-0,10 + 0,6 + 0,37)}{1,37} = 3,0.$$

Принимаем число каскадов УПЧ $N = 3$.

$$7. K_{\text{общ}} = K'_{\text{в.ц}} K_{\text{УРЧ}} K_{\text{пр}} K_{\text{УПЧ}}^{N_{\text{УПЧ}}} = 0,8 \cdot 4 \cdot 2,36 \cdot 23,6^3 = 1 \cdot 10^5.$$

Так как $K_{\text{общ}} = 1 \cdot 10^5 = K_T = 1 \cdot 10^5$, то расчет произведен правильно.

Глава 7

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ (АРУ)

§ 7.1. Выбор схемы АРУ

В транзисторных радиоприемниках находят применение следующие способы автоматической регулировки усиления:

- изменением режима питания транзисторов по постоянному току;
- изменением коэффициента передачи нелинейного управляемого делителя напряжения;
- изменением величины отрицательной обратной связи;
- изменением (шунтированием) эквивалентного сопротивления нагрузки.

Изменение режима транзисторов по постоянному току сопровождается изменением крутизны характеристики S , входного R_{11} и выходного R_{22} сопротивлений, входной C_{11} и выходной C_{22} емкостей. Таким образом, одновременно с изменением коэффициента усиления регулируемого каскада под влиянием изменения крутизны, сопротивлений и емкостей транзистора происходит рассогласование регулируемого каскада усилителя с предыдущим и последующим каскадами, с нагрузкой, а также расстройка входной и выходной резонансных цепей.

В связи с этим в транзисторных приемниках в основном в качестве регулируемых каскадов используются апериодические (реостатные) или широкополосные каскады УПЧ, где слабее влияние изменения параметров транзисторов на характеристики каскадов.

Влияние транзисторов в процессе регулировки усиления на параметры контуров и междукаскадное согласование ограничивает применение схемы АРУ, основанной на изменении режима транзистора по постоянному току. Однако в связи с малой величиной связи транзистора с резонансными цепями и соседними каскадами влиянием изменения согласования, а также расстройкой резонансных цепей в процессе регулирования практически можно пренебречь. Этим обусловлено большое распространение режимных схем в карманных и переносных транзисторных приемниках.

Различные варианты систем АРУ для транзисторных приемников подробно разобраны в работах [18, 27, 38—43].

Рассмотрим основные из них.

1. АРУ изменением коэффициента передачи нелинейного управляемого делителя напряжений [41, 42]. Диод D_1 включается в схему управляемого

делителя напряжений обычно между смесителем и первым каскадом УПЧ (рис. 7.1). При изменении величины управляющего напряжения меняется сопротивление диода D_1 , вызывая тем самым изменение коэффициента усиления приемника. В данной схеме влияние АРУ на режим работы транзистора и параметры контуров невелико, что является ее преимуществом,

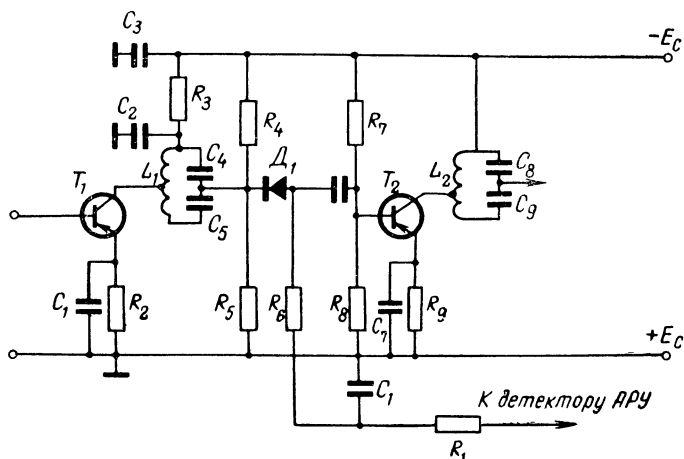


Рис. 7.1

2. АРУ изменением величины обратной связи по переменному току в цепи эмиттера. В зависимости от элемента обратной связи управление может производиться изменением активного сопротивления, сопротивления диода, емкости (рис. 7.2) или индуктивности. Элементами регулировки могут быть нелинейные диэлектрические и магнитные материалы (вариконды и ферриты).

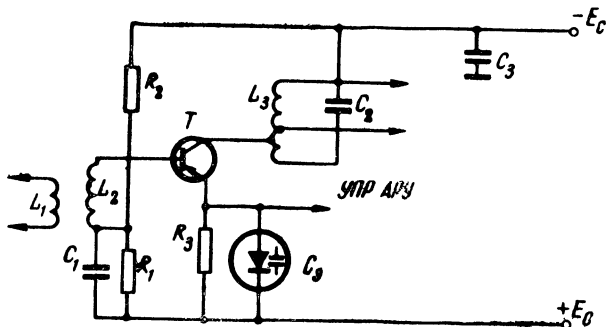


Рис. 7.2

Для достаточно эффективной регулировки эти схемы требуют больших напряжений (порядка десятка вольт) или токов (порядка $1 \div 2$ ма). Одновременно с изменением усиления изменяется полоса пропускания контуров и несколько смещается резонансная частота. Поэтому целесообразно в качестве регулируемых использовать широкополосные или аperiодические каскады усиления.

3. АРУ шунтированием нагрузки регулируемых каскадов сопротивлениями, величины которых зависят от управляющего параметра. В качестве

таких сопротивлений могут быть использованы диоды (рис. 7.3) и транзисторы (рис. 7.4). Недостатком схем является изменение эквивалентной емкости диодов и транзисторов, сопровождающее процесс регулирования и вызывающее расстройку контуров регулируемых каскадов. Благодаря своей простоте схема с регулируемым диодом применяется в малогабаритных карманных приемниках. Глубина регулировки может достигать $25 \div 30$ дБ [1].

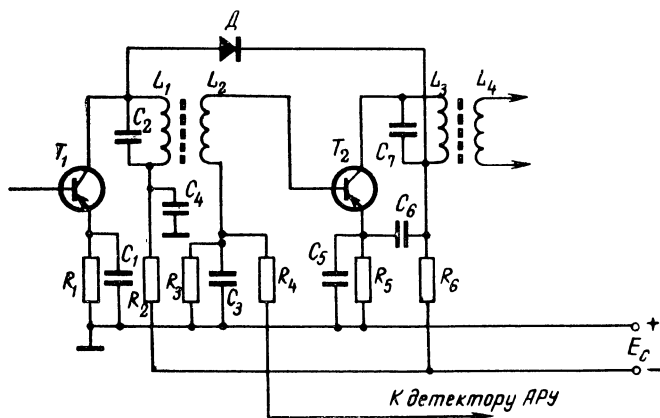


Рис. 7.3

4. Режимные схемы АРУ, основанные на изменении режима транзисторов по постоянному току, делятся на следующие.

А. С регулированием по напряжению на коллекторе [18], которое может осуществляться непосредственным изменением напряжения на коллекторе (рис. 7.5) или косвенным путем изменением тока базы или эмиттера при наличии в цепи коллектора большого сопротивления R_3 (рис. 7.6). Изменение

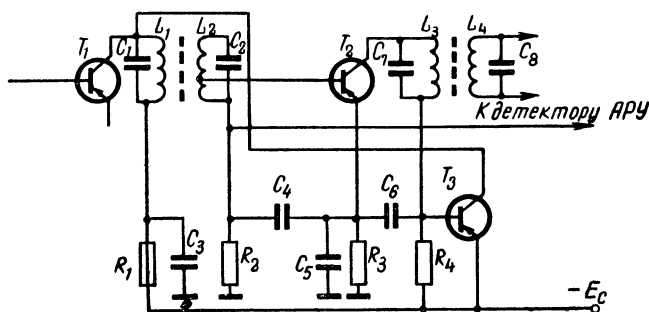


Рис. 7.4

напряжения на коллекторе в очень малой степени изменяет параметры транзистора, причем наибольшее изменение (наибольшие пределы регулировки) получается при низких напряжениях (порядка 1 в), поэтому применение этого способа рекомендуется только при низковольтном напряжении питания. Этот способ регулировки требует значительных затрат мощности от управляющего элемента. Регулировка сопровождается резким изменением статической емкости и омической проводимости коллекторного $p-n$ -перехода, что вызывает

расстройку контуров и нелинейные искажения сигнала. Схема применяется очень редко.

Б. С регулированием по току эмиттера. Это наиболее простой и эффективный способ, получивший в настоящее время наибольшее распространение. Регулирующее напряжение может подаваться либо в цепь эмиттера (рис. 7.7), либо в цепь базы (рис. 7.8).

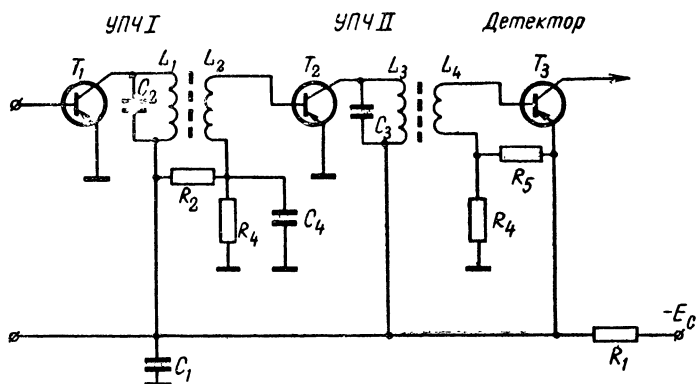


Рис. 7.5

Система АРУ с подачей регулирующего напряжения в цепь эмиттера потребляет большую мощность по цепи регулирования, поэтому она получила меньшее распространение и применяется при работе с транзисторным детектором. Система с подачей регулирующего напряжения в цепь базы потребляет малую мощность и используется с диодным детектором сигнала. Она

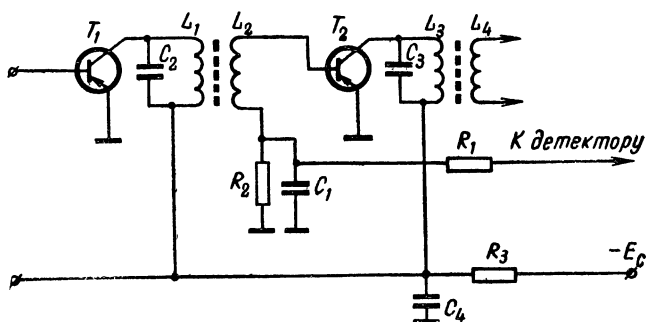


Рис. 7.6

является наиболее простой и эффективной, а потому и наиболее распространенной. Нижний предел регулирования ограничивается величиной обратного тока коллектора $I_{сво}$. Верхний предел регулирования выбирается порядка 5 ма из условий получения максимального усиления. Экспериментально установлено, что при изменении тока эмиттера в пределах $0,1 \div 1 \text{ ма}$ коэффициент усиления меняется в 5—10 раз. Регулируемые каскады целесообразно выполнять с широкополосными контурами, а еще лучше — с аperiodической нагрузкой. Из-за нелинейности характеристик транзистора в усилителях возникают

нелинейные искажения, поэтому регулировку усиления не рекомендуется осуществлять в последних каскадах.

Схемы АРУ с задержкой в транзисторных приемниках применяются редко, так как усиление транзисторных каскадов достаточно резко изменяется

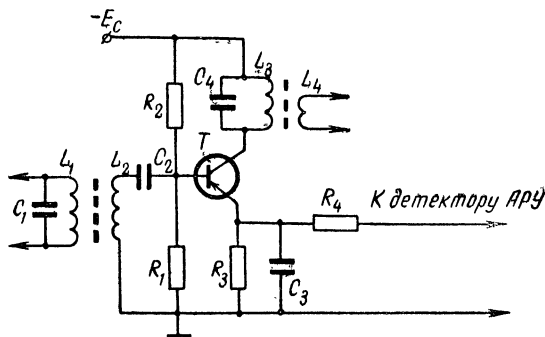


Рис. 7.7

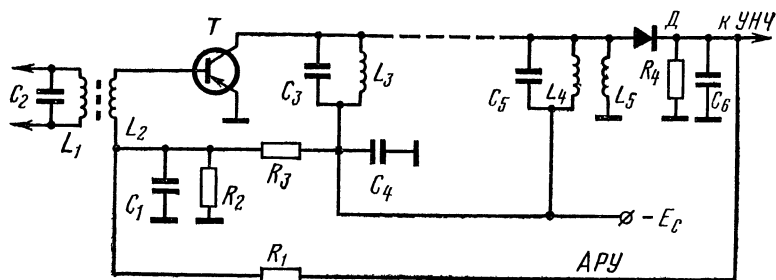


Рис. 7.8

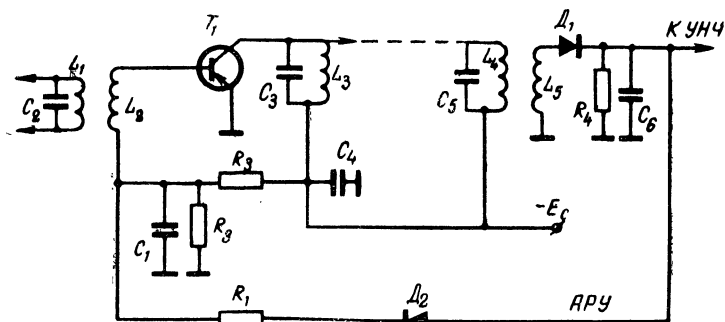


Рис. 7.9

под воздействием управляющего напряжения. Однако хорошие результаты дает задержанная схема АРУ с кремниевым диодом в цепи регулирующего напряжения (рис. 7.9). В этой схеме можно достигнуть глубины регулирования $50 \div 60$ дб.

§ 7.2. АРУ в приемнике для «Охоты на лис»

Спортивные приемники, предназначенные для соревнований «Охота на лис», имеют ряд особенностей. Одна из этих особенностей — необходимость в регулировке усиления с большим динамическим диапазоном порядка $80 \div 100$ дб. Необходимость в такой регулировке обусловлена следующим.

1. На старте, когда до «лисы» далеко, приемник «лисолова» должен иметь высокую чувствительность (большое усиление), чтобы найти направление на «лису».

2. При подходе к «лисе», когда ее сигналы становятся очень сильными, они перегружают приемник и сильно затрудняют или делают невозможным определение направления на «лису». Отсюда ясно, насколько необходима в таком приемнике автоматическая регулировка усиления. Однако все приемники, предназначенные для соревнований «Охота на лис», имеют только ручную регулировку усиления (табл. 2.8) [12—17]. Это обусловлено тем, что применение обычных схем АРУ (см. параграф 7.1) вызовет затупление (сглаживание) диаграммы направленности антенной системы приемника. Наибольшая точность определения направления на «лису» получается при поиске по минимуму диаграммы направленности (см. далее в главе 10, рис. 10.1, 10.2). Однако в приемнике с обычной схемой АРУ при повороте антенны в сторону минимума диаграммы направленности уменьшение величины сигнала на входе через систему АРУ вызовет увеличение усиления, что приведет к сохранению выходного сигнала (в телефонах «лисолова») почти на прежнем уровне. При повороте антенны от минимума увеличение сигнала на входе через систему АРУ вызовет уменьшение усиления приемника, что опять приведет к сохранению выходного сигнала почти на прежнем уровне. В результате, несмотря на наличие у антенны острой диаграммы направленности, происходит выравнивание выходного сигнала, как бы затупление диаграммы направленности, и «охотник», особенно на бегу в пылу соревнований, может не уловить минимума и сделать грубую ошибку в определении направления. В связи с этим разработана специальная система АРУ, предназначенная для работы в приемниках для соревнований «Охота на лис» [43]. Эта система состоит из двух одновременно работающих схем АРУ: медленной АРУ (МАРУ) и быстрой АРУ (БАРУ). В результате совместной работы МАРУ и БАРУ не только отсутствует затупление диаграммы направленности антенны, свойственное обычным системам АРУ, но еще происходит дополнительное ее обострение. Кроме того, одновременно при приближении «охотника» к «лисе» происходит уменьшение усиления приемника и исключается перегрузка сильным сигналом. Принципиальная схема такой системы АРУ на транзисторах *n-p-n*-типа приведена на рис. 7.10. МАРУ представляет собой обычную схему АРУ по току эмиттера с подачей регулирующего напряжения в цепь базы. Однако в ней добавлена схема замедления срабатывания, состоящая из цепочки R_{45}, C_{45} с постоянной времени $\tau = 20 - 30$ сек. Схема рассчитывается так, чтобы при изменении входного сигнала на $60-80$ дб выходной сигнал в телефонах изменялся не более $4-6$ дб. Схема МАРУ работает следующим образом. При отсутствии сигнала «лисы» на конденсаторе C_{45} и на базе транзистора T_5 напряжение равно нулю. Транзистор T_5 заперт, падение напряжения от его тока коллектора на резисторе R_{49} отсутствует и на базе транзисторов T_1, T_2 и T_3 регулируемых каскадов через делители подается максимальное положительное смещение. Усиление приемника максимальное. Оператор ведет поиск «лисы». Как только на входе приемника появится сигнал «лисы», полученная на нагрузке детектора D_1 постоянная составляющая напряжения сигнала через диод D_2 и резистор R_{45} заряжает конденсатор большой емкости C_{45} в течение $20-30$ сек. Положительное напряжение с конденсатора C_{45} поступает на базу транзистора T_5 и запирает его. Ток коллектора создает падение напряжения на резисторе R_{49} , напряжение смещения на базах регулируемых транзисторов T_1, T_2 и T_3 уменьшается и вызывает уменьшение их усиления. Чем больше величина сигнала «лисы», тем больше напряжение на конденсаторе C_{45} : больше ток коллектора транзистора T_5 и меньше смещение на базы транзисторов T_1, T_2 и T_3 , тем меньше усиление управляемых каскадов. Однако все это

происходит только при медленном изменении величины сигнала на входе приемника. Система МАРУ работает с замедлением на 20—30 сек, т. е. регулировка происходит через 20—30 сек после изменения величины сигнала на входе приемника, это и происходит при перемещении «лисола» в сторону «лисы». По мере его приближения к месту размещения «лисы» МАРУ через 20—30 сек после приема сигнала устанавливает усиление, необходимое для нормальной работы. При уменьшении или отсутствии сигнала «лисы» конденсатор C_{45} быстро разряжается через переход «база — эмиттер» транзистора T_5 (за 5—10 сек) и восстанавливается соответствующая величина сигнала на входе усиления. При пеленгации, т. е. определении направления на «лису»,

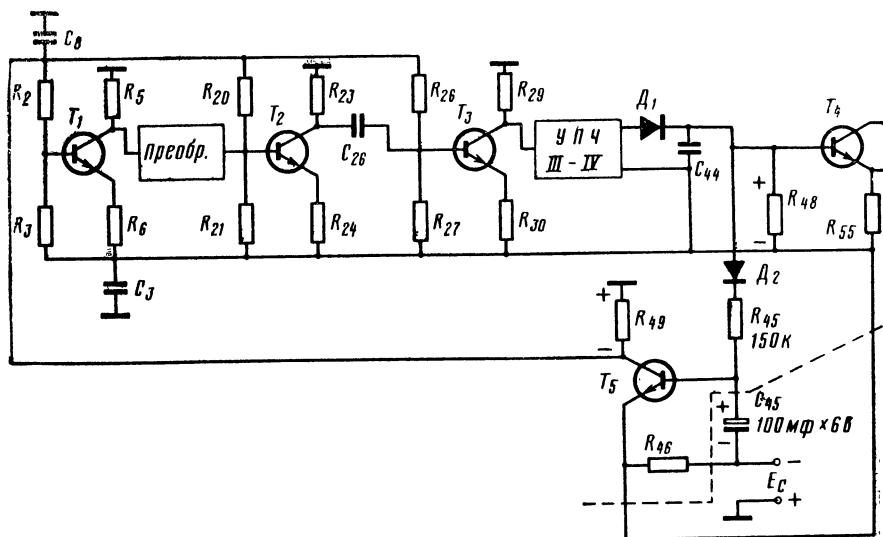


Рис. 7.10

необходимо производить резкие (быстрые) повороты антенны вокруг минимума ее диаграммы направленности. При этом МАРУ не будет успевать срабатывать и затупления диаграммы направленности за ее счет не будет, в этот момент будет работать БАРУ. Она осуществлена в первом каскаде усиления низкой частоты. При быстром повороте антенны в сторону минимума диаграммы направленности происходят ослабление величины сигнала и уменьшение падения напряжения на нагрузке R_{48} детектора D_1 , что приводит к уменьшению смещения на базе транзистора T_4 и снижению его усиления. При быстром повороте антенны от минимума диаграммы направленности аналогично происходит увеличение смещения на базе транзистора T_4 и увеличение его усиления, это приводит к обострению диаграммы направленности, тогда как МАРУ за это время сработать не успевает. При совместной работе МАРУ и БАРУ меняют усиление приемника в противоположные стороны, что необходимо учитывать при расчете схемы МАРУ. Получить такой системой АРУ необходимый диапазон регулировки $80 \div 100$ дБ очень трудно. Приходится прибегать к дополнению системы АРУ схемой «ближний поиск», которая включается тумблером при подходе оператора близко к месту нахождения «лисы». При этом следует рассчитывать системы МАРУ и БАРУ на регулировку сигнала на входе приемника $40 \div 60$ дБ, а схему «ближний поиск» — $20 \div 40$ дБ. Вариант схемы «ближний поиск» приведен на рис. 7.11. Она ставится перед первым каскадом УРЧ приемника и защищает его от перегрузок.

на близких расстояниях от «лысы». В положении «дальний поиск» напряжение E_c подается на диод D_1 в прямом направлении, сопротивление диода становится малым по сравнению с входным сопротивлением первого каскада

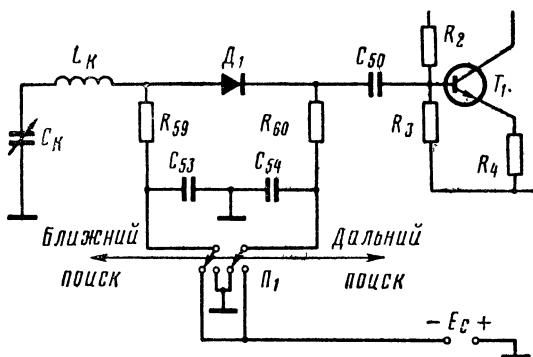


Рис. 7.11

и ослабления входного сигнала практически не происходит. В режиме «близкий поиск» напряжение E_c подается на диод D_1 в обратном направлении, диод имеет большое сопротивление и ослабляет сигнал на $20 \div 40$ дБ.

§ 7.3. Определение числа регулируемых каскадов

При предварительном расчете системы АРУ производится ее выбор и определяется количество регулируемых каскадов высокой и промежуточной частот. Путем анализа положительных и отрицательных сторон различных схем АРУ выбирается наиболее приемлемая для заданных технических условий.

В настоящее время наибольшее распространение получили схемы АРУ, в которых регулировка усиления осуществляется путем изменения тока эмиттера в транзисторах.

Рассмотрим методику определения необходимого числа регулируемых каскадов.

Исходными данными для расчета АРУ являются:

— изменение входного напряжения $a = E_{A \max} / E_{A \min}$,

— изменение выходного напряжения $p = u_{\text{вых max}} / u_{\text{вых min}}$.

Величина «а» характеризует изменение эдс несущей частоты в антенне, величина «р» определяет допустимое изменение выходного напряжения при изменении эдс в антенне в «а» раз.

Обычно величина «а» лежит в пределах $20 \div 10^5$, а величину «р» выбирают в пределах $1,4 \div 4$.

Порядок расчета

1. Для транзисторных приемников практически можно принимать изменение усиления на один регулируемый каскад

$$J_1 = 6 \div 10 \text{ раз.} \quad (7.1)$$

2. Определяется требуемое изменение коэффициента усиления приемника под действием АРУ

$$J_T = a/p. \quad (7.2)$$

3. Считая, что все управляемые каскады идентичны, определяется необходимое число регулируемых каскадов

$$N_{\text{АРУ}} = \frac{\lg \mathcal{L}_T}{\lg \mathcal{L}_1}. \quad (7.3)$$

Полученное выражение округляется до большей целой величины и принимается за необходимое число регулируемых каскадов.

В транзисторных приемниках одновременно с изменением усиления регулируемого каскада меняются его входная и выходная проводимости, поэтому целесообразно в качестве регулируемых каскадов использовать реостатные или трансформаторные широкополосные УПЧ или УРЧ.

Не рекомендуется в качестве регулируемых каскадов в транзисторных приемниках использовать преобразователи частоты и последние каскады УПЧ, так как это может привести к большим нелинейным искажениям.

Пример 7.1В. Определить необходимое число регулируемых каскадов системы АРУ транзисторного приемника первого класса.

Исходные данные

Изменение входного напряжения: $a = 40 \text{ дБ}$ (100 раз).

Изменение выходного напряжения: $p = 12 \text{ дБ}$ (4 раза).

Расчет

1. Принимаем степень изменения коэффициента усиления одного регулируемого каскада под действием АРУ [ф-ла (7.1)]

$$\mathcal{L}_1 = 10 \text{ раз.}$$

2. Требуемое изменение коэффициента усиления приемника под действием АРУ [ф-ла (7.2)]

$$\mathcal{L}_T = \frac{a}{p} = \frac{100}{4} = 25 \text{ раз.}$$

3. Необходимое число регулируемых каскадов [ф-ла (7.3)]

$$N_{\text{АРУ}} = \frac{\lg \mathcal{L}_T}{\lg \mathcal{L}_1} = \frac{1,4}{1} = 1,4.$$

Округляем до большей целой величины, получаем — необходимо иметь два регулируемых каскада.

Пример 7.2Д. Определить необходимое число регулируемых каскадов системы АРУ спортивного приемника для соревнований «Охота на лис».

Исходные данные

Изменение входного напряжения: $a = 100 \text{ дБ}$ (10^5 раз).

Изменение выходного напряжения: $p = 6 \text{ дБ}$ (2 раза).

Расчет

1. Так как обеспечить пределы регулирования АРУ на 100 дБ очень сложно, то применим систему «ближний поиск» с пределом регулировки не хуже $a_1 = 40 \text{ дБ}$, включаемую при подходе к «лисе». Тогда предел изменения входного напряжения, который должна обеспечить система АРУ, будет

$$a_2 = a - a_1 = 100 - 40 = 60 \text{ дБ} (1000 \text{ раз}).$$

2. Принимаем степень изменения коэффициента усиления одного каскада под действием системы АРУ [ф-ла (7.1)]

$$\mathcal{L}_1 = 10 \text{ раз.}$$

3. Требуемое изменение коэффициента усиления приемника под действием АРУ [ф-ла (7.2)]

$$J_T = a/p = 1000/2 = 500 \text{ раз.}$$

4. Необходимое число регулируемых каскадов [ф-ла (7.3)]

$$N_{\text{АРУ}} = \frac{\lg J_T}{\lg J_1} = \frac{\lg 500}{\lg 10} = \frac{2,7}{1} = 2,7.$$

Округляем до большей целой величины, получаем — необходимо иметь три регулируемых каскада.

Глава 8

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА КАСКАДОВ ПОСЛЕ ДЕТЕКТОРА

§ 8.1. Общие соображения

Чтобы обеспечить передачу максимальной мощности в нагрузку, оконечные усилители обычно выполняются по схеме с трансформаторным выходом, однако они могут выполняться и без выходного трансформатора. Предварительные усилители в большинстве случаев выполняются на резисторах.

Для уменьшения нелинейных и частотных искажений в оконечных каскадах рекомендуется охватывать их отрицательной обратной связью.

Усилительные каскады низкой частоты на транзисторах могут проектироваться по схемам как с общим эмиттером, так и с общей базой и общим коллектором. Однако чаще всего применяется схема с общим эмиттером, так как она легче согласуется с другими каскадами и имеет большее входное сопротивление (примерно в 10 раз) и меньшее выходное (десятки килоом), чем схема с общей базой.

При применении в выходном каскаде двухтактной схемы предоконечный каскад транзисторного усилителя рекомендуется выполнять с трансформаторной нагрузкой (ставить между оконечным и предоконечным каскадами межкаскадный трансформатор) [54, 55].

§ 8.2. Выбор типа оконечного устройства

Исходными данными, необходимыми для выбора динамического громкоговорителя являются: номинальная выходная мощность; среднее звуковое давление при заданной номинальной мощности в оговоренной техническими требованиями полосе частот; полоса воспроизводимых частот; неравномерность частотной характеристики.

При выборе громкоговорителя для настольного или стационарного приемника основное внимание обращается на его акустические данные и частотную характеристику.

Применяемые в транзисторных карманных и переносных приемниках электродинамические громкоговорители должны иметь, кроме достаточной чувствительности и удовлетворительной частотной характеристики, небольшие размеры и вес. Выпускаемые радиопромышленностью громкоговорители разделяются на два вида:

— самые маломощные: 0,1 и 0,25 *ва* (0,1 ГД-3, 0,25 ГД-1 и др.) с постоянными оксидобариевыми магнитами типа МБА и магнитами АНКО-4; предназначены для карманных и миниатюрных приемников;

— средней мощности: 0,5 *ва* (0,5 ГД-10, 0,5 ГД-11 и др.) с магнитами типа МБА и АНКО-4; предназначены для переносных приемников.

С конструктивными и техническими данными электродинамических громкоговорителей и принципом их работы можно познакомиться в литературе [30, 53].

Таблица 8.1

ДАННЫЕ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ С КЕРНОВЫМ МАГНИТОМ [30, 53]

Тип громкоговори- теля	Номиналь- ная мощность <i>ва</i>	Диапазон частоты		Резонанс- ная частота <i>гц</i>	Неравно- мерн. частотные характери- стики <i>дб</i>	Среднее звуковое давление		Полное сопрог. звук. каатушки <i>ом</i>	Габариты <i>мм</i>	Вес <i>г</i>
		<i>F_н</i> , <i>гц</i>	<i>F_в</i> , <i>гц</i>			<i>н/м²</i>	<i>бар</i>			
0,025ГД-2	0,025	1 000	3 000	—	18	0,015	0,15	60 ± 15%	∅40×16,5	17
0,05ГД-1	0,05	700	2 500	—	18	0,015	0,15	60 ± 15%	∅40×8,5	12
0,1ГД-3	0,1	400	3 000	500	16	0,13	1,3	6,5 ± 0,7	∅50×20,5	35
0,1ГД-6	0,1	450	3 000	400 ± 40	18	0,23	2,3	10 ± 1,5	∅60×27	60
0,1ГД-8	0,1	450	3 000	400 ± 40	18	0,18	1,8	10 ± 1,5	∅60×21,5	40
0,1ГД-9	0,1	450	3 150	—	—	0,015	0,15	60 ± 15%	∅50×14	16,5
0,15ГД-1	0,15	400	8 000	—	—	0,15	1,5	6 ± 0,6	∅60×22	50
0,2ГД-1	0,2	300	10 000	—	—	0,18	1,8	6 ± 0,6	∅60×25	50
0,25ГД-1	0,25	300	3 000	300 ± 30	18	0,20	2,0	8 ± 0,8	∅72×34	70
0,5ГД-10	0,5	150	7 000	150 ± 30	14	0,23	2,3	5 ± 1,5	∅106×50	150
0,5ГД-14	0,5	250	3 500	200 ± 30	15	0,23	2,3	28 ± 3,0	∅102×50	128
1ГД-28	1,0	150	10 000	—	—	0,25	2,5	6,5 ± 10%	156×98×42	190
1ГД-18	1,0	100	10 000	—	—	0,28	2,8	6,5 ± 10	156×98×48	170
2ГД-28	2,0	80	10 000	—	—	0,2	2,0	4,5 ± 15%	152×61	300

При выборе громкоговорителей необходимо, чтобы их рабочий диапазон частот и среднее звуковое давление были больше или равны диапазону частот и звуковому давлению, заданным по техническим условиям.

Данные некоторых типов малогабаритных громкоговорителей с керновым магнитом приведены в табл. 8.1. У громкоговорителей этого типа поле рассеяния в магнитной цепи сведено к минимуму, поэтому оно не влияет на ферритовую антенну приемника, которая может находиться в непосредственной близости от громкоговорителя.

§ 8.3. Выбор типов транзисторов для тракта усиления после детектора

Для оконечных каскадов

В качестве оконечных каскадов усилителей низкой частоты (усилителей мощности) можно использовать как однотактные, так и двухтактные схемы. Схема выходного каскада определяется назначением усилителя и требованиями, предъявляемыми к нему. Если отдаваемая мощность не должна превышать $40 \div 50$ мвт, то можно применять однотактные выходные каскады, работающие в режиме класса А на маломощных транзисторах универсального назначения типов МП40, МП41, ГТ108, ГТ109 и т. д.

При мощностях до 0,2 вт целесообразно применять двухтактные каскады в режиме класса АВ на этих же транзисторах.

Для получения мощностей от единиц до сотен ватт следует использовать специальные мощные транзисторы типов П201, П202, П207, П208 и т. д. Выбор транзисторов производится, исходя из следующих соображений:

1. Предельно допустимая мощность рассеяния на один транзистор $P_c \max$ должна превышать рассеиваемую на коллекторе мощность P_c , которую можно вычислить по следующим формулам:

при работе в режиме класса А

$$P_c = \frac{2P'_H}{\eta_T \xi^2}; \quad (8.1)$$

при работе в режимах классов АВ и В

$$P_c = \frac{0,4P'_H}{\eta_T \xi^2}, \quad (8.2)$$

где P'_H — номинальная мощность, заданная по техническим условиям и приходящаяся на один транзистор;

P_c — мощность рассеиваемая на коллекторе;

η_T — КПД выходного трансформатора, значение которого берется в пределах $0,7 \div 0,8$;

ξ — коэффициент использования коллекторного напряжения, который можно принимать равным $0,8 \div 0,95$.

2. Напряжение коллектора должно быть

$$E_c \leq (0,3 + 0,4) E_c \max, \quad (8.3)$$

где $E_c \max$ — предельное допустимое напряжение коллектора.

Для предварительных каскадов

В большинстве случаев предварительные каскады УНЧ могут быть выполнены на маломощных транзисторах. При этом, если усиливаемые частоты не превышают единиц килогерц, выбор транзисторов производится по низкочастотным параметрам, исходя из: минимальной стоимости; наибольшей величины коэффициента усиления транзистора по току h_{21E} в схеме с общим эмиттером.

§ 8.4. Предварительный расчет выходного каскада

Основной задачей эскизного расчета выходного каскада УНЧ является определение тока базы, необходимого для получения на выходе номинальной мощности при заданных коэффициентах нелинейных и частотных искажений. Так как определение нелинейных и частотных искажений в схемах на транзисторах является довольно сложным делом, этот вопрос должен решаться при полном электрическом расчете выходного каскада.

1. Амплитуда тока коллектора, обеспечивающая заданную выходную мощность оконечного каскада,

$$I_{mc} = \frac{2P_n \cdot 10^3}{\eta_T \cdot \xi E_c}, \text{ ма}, \quad (8.4)$$

где E_c — напряжение на коллекторе, в;
 η_T — КПД выходного трансформатора;
 ξ — коэффициент использования коллекторного напряжения, обычно $\xi = 0,8 \div 0,95$.

P_n — номинальная выходная мощность, вт (в двухтактной схеме класса А — половина номинальной мощности).

При этом максимальная амплитуда тока коллектора должна быть:

в режиме класса А $I_{mc} \leq 0,5 I_{c \max}$;

в режимах классов АВ и В $I_{mc} \leq I_{c \max}$.

2. Амплитуда тока базы оконечного каскада

$$I_{mb} = \frac{I_{mc}}{h_{21E \min}}, \quad (8.5)$$

где $h_{21E \min}$ — минимальный коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером выбранного типа транзистора.

3. Постоянная составляющая тока коллектора одного транзистора

$$I_0 = I_{mc} / \pi. \quad (8.6)$$

§ 8.5. Определение числа каскадов предварительного усиления

Ввиду малого входного сопротивления каскадов УНЧ на транзисторах, что приводит к шунтированию предыдущих каскадов, необходимо определять требуемое усиление по току базы.

1. Определяется сопротивление нагрузки детектора.

При этом будем считать входное сопротивление детектора равным входному сопротивлению каскада УПЧ.

Тогда сопротивление нагрузки детектора:

а) при детектировании малых сигналов (обычно в переносных и карманных транзисторных приемниках при $u_{двх} = 0,1 \div 0,3$ в):

последовательного однополупериодного детектора

$$R_n = 2R_{вх \text{ УПЧ}} K_d, \quad (8.7)$$

двухполупериодного детектора с удвоением напряжения

$$R_n = 4R_{вх \text{ УПЧ}} K_d; \quad (8.8)$$

б) при детектировании больших напряжений (порядка $0,3 \div 1,0$ в) и $R_{обр} \gg R_n$:

последовательного детектора

$$R_n = 2R_{вх \text{ УПЧ}}, \quad (8.9)$$

параллельного детектора

$$R_n = 3R_{вх \text{ УПЧ}}. \quad (8.10)$$

последовательного детектора при $R_{обр} \approx R_n$

$$R_n = 3R_{вх\ уПЧ}. \quad (8.11)$$

2. Определяется амплитуда тока базы первого транзистора:

а) при работе от детектора

$$I'_{mb_1} = \frac{u_{д\ вых}(\theta)}{2R_n(\text{ком})}, \text{ ма}, \quad (8.12)$$

так как необходимость обеспечения малых частотных искажений при детектировании, вызванных различием сопротивления нагрузки детектора постоянному и переменному току, требует примерного равенства сопротивления входа первого транзистора УНЧ и сопротивления нагрузки детектора;

б) при работе от звукоснимателя

$$I''_{mb_1} = \frac{u_{зв}(\theta)}{1000}, \text{ ма}, \quad (8.13)$$

так как для устранения шунтирования звукоснимателя низким входным сопротивлением первого каскада УНЧ последовательно в цепь базы первого каскада и звукоснимателя необходимо включить сопротивление 500 ком, которое и определяет ток базы. Из двух значений I_{mb_1} [ф-лы (8.12) и (8.13)] выбирается меньшее и принимается за ток базы первого каскада.

3. Требуемое усиление по току тракта УНЧ

$$K_{i\ \tau} = I_{mb}/I'_{mb_1}, \quad (8.14)$$

где I_{mb} — ток базы выходного каскада,

I'_{mb_1} — ток базы первого каскада.

При применении отрицательной обратной связи

$$K'_{i\ \tau} = AK_{i\ \tau}, \quad (8.15)$$

где A — фактор обратной связи, показывающий, во сколько раз уменьшаются усиление и искажения на выходе приемника.

4. Требуемое усиление с запасом

$$K_{i\ \tau\ 3} = (1,5 \div 2) K_{i\ \tau}. \quad (8.16)$$

Если в проектируемом усилителе предполагается иметь регулировку тембра, то следует предусматривать запас усиления 5—10 раз.

5. Для определения необходимого числа каскадов предварительного УНЧ принимают, что все каскады однотипны. Тогда необходимое число каскадов

$$N_{УНЧ} = \frac{\lg K_{i\ \tau\ 3}}{\lg h_{21E}}, \quad (8.17)$$

где h_{21E} — коэффициент усиления по току транзистора, выбранного для предварительного УНЧ.

Пример 8.1В. Определить число усилительных каскадов после детектора транзисторного переносного приемника.

И с х о д н ы е д а н н ы е

Номинальная выходная мощность: $P_n = 0,7$ вт.

Кпд выходного трансформатора: $\eta_\tau = 0,7$.

Коэффициент использования коллекторного напряжения: $\xi = 0,9$.

Выходное напряжение детектора: $U_{д\ вых} = 63$ мв.

Коэффициент передачи детектора: $K_d = 0,4$.

Входное сопротивление каскада УПЧ: $R_{вх\ уПЧ} = 4,6$ ком.

Напряжение звукоснимателя: $U_{зв} = 0,25$ в.

Требуется определить

Типы, режим транзистора и число каскадов УНЧ.

Расчет

1. Так как требуемая мощность превышает 200 мвт, то выходной каскад выполняется по двухтактной схеме в режиме класса АВ на транзисторах средней мощности.

2. Мощность рассеяния на один транзистор [ф-ла (8.2)]

$$P'_H = \frac{P_H}{2} = 0,35 \text{ вт}; \quad P_K = \frac{0,4P'_H}{\eta_T \xi^2} = \frac{0,4 \cdot 0,35}{0,7 \cdot 0,9^2} \approx 0,247 \text{ вт}.$$

3. Рассмотрение параметров транзисторов (в [24, 26]) показывает, что наиболее подходящими являются транзисторы ГТ403Б с параметрами: $P_{c \max} = 0,6 \text{ вт}$; $h_{21E \min} = 50$; $E_{c \max} = 30 \text{ в}$; $I_{c \max} = 1,25 \text{ а}$; $I_{b \max} = 0,4 \text{ а}$.

4. Предельно допустимое напряжение коллектора для выбранного транзистора [ф-ла (8.3)]

$$E_c = (0,3 \div 0,4) E_{c \max} = 0,3 \cdot 30 = 9 \text{ в}.$$

5. Амплитуда тока коллектора оконечного каскада [ф-лы (8.4)]

$$I_{mc} = \frac{2P_H \cdot 10^3}{\eta_T E_c \xi} = \frac{2 \cdot 0,7 \cdot 10^3}{0,7 \cdot 0,9 \cdot 9} = 247 \text{ ма};$$

$$I_{mc} = 247 \text{ ма} < I_{c \max} = 1250 \text{ ма}.$$

6. Амплитуда тока базы оконечного каскада [ф-ла (8.5)]

$$I_{mb} = I_{mc} / h_{21E} = 247 / 50 = 4,94 \text{ ма}.$$

7. Постоянная составляющая тока коллектора [ф-ла (8.6)]

$$I_0 = I_{mc} / \pi = 247 / \pi = 78,6 \text{ ма}.$$

8. Выбираем схему последовательного однотактного детектора, работающего в режиме малых напряжений, для которого [ф-ла (8.7)]

$$R_H = 2R_{вх \text{ УГЧ}} K_d = 2 \cdot 4,6 \cdot 0,4 = 3,67 \text{ ком}.$$

9. Амплитуда тока базы [ф-ла (8.12)]:

а) при работе от детектора

$$I'_{mb_1} = \frac{U_{л \text{ вых}}}{2R_H} = \frac{0,063}{2 \cdot 3,67} = 8,6 \cdot 10^{-3} \text{ ма};$$

б) при работе от звукоснимателя [ф-ла (8.13)]

$$I''_{mb_1} = \frac{U_{зв}}{1000} = \frac{0,250}{1000} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ ма}.$$

Принимается для дальнейших расчетов

$$I_{mb_1} = I''_{mb_1} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ ма}.$$

10. Требуемое усиление по току [ф-ла (8.14)]

$$K_{i \tau} = I_{mb} / I_{mb_1} = 4,94 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 19 \text{ 800}.$$

Требуемое усиление с запасом [ф-ла (8.16)]

$$K_{i \tau \text{ з}} = (1,5 \div 2) K_{i \tau} = 1,5 \cdot 19 \text{ 800} = 29 \text{ 600}.$$

11. Выбираем для предварительных каскадов УНЧ транзистор ГТ109В, имеющий минимальный коэффициент усиления по току, $h_{21E\ min} = 60$.

12. Необходимое число каскадов предварительного усиления [ф-ла (8.17)]

$$N_{УНЧ} = \frac{\lg K_{i\ тз}}{\lg h_{21E\ min}} = \frac{\lg 29\ 600}{\lg 60} = \frac{4,47}{1,780} = 2,5.$$

Полученная величина округляется до большего, целого числа, т. е. принимаем $N_{УНЧ} = 3$.

Глава 9.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА БЛОК-СХЕМЫ

§ 9.1 Анализ результатов расчета блок-схемы

На основании проведенного предварительного расчета приемника составляется его функциональная схема с указанием числа каскадов и особенностей каждого тракта. Результаты расчета сводятся в итоговую таблицу, примером которой является табл. 9.1.

В таблице заполняются графы только тех поддиапазонов, на которых производился расчет. Общие расчетные величины складываются из суммы результатов расчета, полученных для отдельных каскадов. Данные в графах «Общие расчетные величины» должны удовлетворять техническим требованиям. В этом случае считается, что выбор и обоснование блок-схемы приемника закончены. Для принятия окончательного решения о типах и количестве каскадов приемника данные предварительного расчета сводятся в специальную таблицу (табл. 9.2). На различных поддиапазонах сравнивается число избирательных систем (без избирательных систем входной цепи и преобразователя частоты) с необходимым числом усилительных каскадов. Если число усилительных каскадов больше, чем число избирательных систем, то часть их осуществляется по схеме аperiodического (резистивного) усиления. Если число усилительных каскадов меньше, чем число избирательных систем, то число усилительных каскадов делается равным числу избирательных систем, но несколько уменьшается коэффициент усиления на каждый каскад. При этом каждая функциональная схема должна содержать детектор, а супергетеродинного типа — еще преобразователь частоты с гетеродином и каскады усиления низкой частоты. При наличии ЧМ укв диапазона принимается решение о совместном или раздельном усилении АМ и ЧМ сигналов в тракте усиления промежуточной частоты. Примеры функциональных схем транзисторных приемников, полученных в результате предварительного расчета, приведены на рис. 9.1. На рис. 9.1а дана схема приемника прямого усиления, на рис. 9.1б — схема простого супергетеродинного приемника, на рис. 9.1в — схема супергетеродинного радиовещательного приемника первого класса, на рис. 9.1г — схема коротковолнового приемника для ведения спортивных радиосвязей, на рис. 9.1д — схема приемника для соревнований «Охота на лис».

§ 9.2. Определение типа и параметров источников питания приемника

Основной задачей предварительного расчета источников питания является определение величин питающих напряжений, ориентировочной мощности источников питания и их типа.

Величины напряжений, необходимых для питания всех цепей приемника, уже определены при выборе типов, а также рабочих режимов транзисторов. Величины токов, потребляемых каждым транзистором, берутся из режимов соответствующих каскадов приемника. Ориентировочная мощность, потреб-

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО РАСЧЕТА ПРИЕМНИКА (ВАРИАНТ Д)

Параметры	Частота	Входная цепь				УРЧ			Преобр. частоты	УПЧ	Общие расчетные величины				Заданные по ТУ			Примечание
		ДВ	СВ	КВ	УКВ	ДВ	СВ	КВ			УКВ	ДВ	СВ	КВ	УКВ			
$K, \delta\delta$	f'_{min}	—	—	—	—	—	—	16	6	86	92	108	71	107				
$\sigma_c, \delta\delta$	f'_{min}	7,5	3,2	—	—	—	—	—	36	2	45,5	41,2	26	40				
	f'_{max}	0,4	2,8	—	—	—	—	—	36	2	38,4	40,8	26	40				
$\sigma_{\Pi}, \delta\delta$	f'_{min}	1,5	0,8	—	—	—	—	—	6,4	0,4	8,3	7,6	10,0	8,0				
	f'_{max}	0,0	0,6	—	—	—	—	—	6,4	0,4	6,8	7,4	10,0	8,0				
$\sigma_{\Sigma}, \delta\delta$	f'_{min}	51,4	41,0	—	—	—	—	—	—	—	51,4	41,0	20	40				
	f'_{max}	32,2	40,1	—	—	—	—	—	—	—	32,2	40,1	20	40				
$\sigma_{\text{пр}}, \delta\delta$	f'_{min}	20,4	45,0	—	—	—	—	—	—	—	20,4	45,0	20	40				

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО РАСЧЕТА ПРИЕМНИКА

Вариант	Диапазон	Тракт УРЧ		Преобразователь частоты		Тракт УПУ		f пр Мгц	Тип детектора	Тракт УНЧ	
		Число контуров	Число каскадов	Тип	Избирательная система	Избирательная система	Число каскадов			Тип выход. каскада	Число предвар. каскадов
А	ДВ	1	2	—	—	—	—	—	двухтактн. диодный	двухтактн.	2
		1	—	СГ	одиночный контур	один одиночн. контур	2	0,465			
Б	ДВ СВ	1	—	СГ	одиночный контур	ПФ	2	0,465	диодный	двухтактн. бестрансформаторн.	3
		1	—	СГ	ПФ	2ПФ	2	6,5			
В	ДВ СВ кв-I кв-II УКВ	1	—	СГ	ПФ	ПФ	2	0,465	детектор отношений	однотактн.	2
		2	1	ОГ	ФСС	одиноч. контур	3	0,465			
Г	кв-I кв-II	1	1	ОГ	ФСС	одиноч. контур	3	0,465	диодный	однотактн.	2
		1	—	СГ	ПМФ	2 одиночн. контура	4	0,465			
Д	«Ком-пас» «Лиса»	1	—	СГ	ПМФ	ПМФ	4	0,465	диодный	однотактн.	1
		1	1	ОГ	ПМФ	ПМФ	1	—			

Примечание. СГ — совмещенным гетеродином; ОГ — отдельным гетеродином; ПФ — полосовой фильтр; ФСС — фильтр сосредоточенной секции; ПМФ — пьезомеханический фильтр.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ МАЛОГАБАРИТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Тип источника тока	Ем- кость а·г	Ток разряда, ма			Режим заряда		Напряжение под нагрузкой в	Размер мм	Вес г	Примечание
		за время			ток ма	время ч				
		10 ч	3 ч	1 ч						
Д-0,06	0,06	6	20	60	6	15	1,2÷1,0	∅ 15,6 × 6,5	3,6	Дисковые аккумуля.
Д-0,10	0,10	12	40	120	12	15	1,2÷1,0	∅ 20 × 7,15	7,0	»
Д-0,20	0,20	20	65	200	25	15	1,2÷1,0	∅ 27 × 10,5	14,2	»
ЦНК-0,2	0,20	20	65	200	20	15	1,2÷1,0	∅ 16 × 24,5	15,0	Цилиндр. аккумуля.
ЦНК-0,45	0,45	45	150	450	45	15	1,2÷1,0	∅ 14 × 50	21,0	»
ЦНК-0,85	0,85	85	280	850	85	15	1,2÷1,0	∅ 14 × 90,6	41,0	»
6Д-0,07	0,07	7	30	70	7	15	3,9÷3,0	26 × 34 × 18	35,0	Батарей аккумуля.
7Д-0,1	0,1	12	40	120	12	15	8,7÷7,0	∅ 24 × 62	60,0	»
5ЦНК-0,2	0,20	20	65	200	25	15	7÷5	87 × 28 × 25	117,0	»
ОР-1к	0,2	10	—	—	—	—	1,28÷0,96	∅ 15,6 × 6,3	—	Окисно-ртутн. элем.
ОР-3к	1,0	35	—	—	—	—	1,28÷0,96	∅ 25,5 × 8,4	—	»
ОР-2	1,1	20	—	—	—	—	1,28÷0,96	∅ 21 × 13	—	»
ОР-4	2,8	50	—	—	—	—	1,28÷0,96	∅ 30,1 × 14	—	»
КБС-Х-0,7	0,7	—	—	—	—	—	4,1	63 × 62 × 21	150	Сухие элем. и батарей
Крона 1Л	0,2	—	—	—	—	—	9,0	49 × 26 × 16	34	»
Крона ВЦ	0,6	—	—	—	—	—	9,0	49 × 26 × 16	34	»
Элемент 316	0,6	—	—	—	—	—	1,5	∅ 16 × 50	20	—
Элемент 373 (Марс)	6,5	—	—	—	—	—	1,55	∅ 34 × 61,5	115	Сухие элем. и батарей
Элемент 348	1,75	—	—	—	—	—	1,5	∅ 25 × 40	50	»
Элемент 1.6-ФМЦ-У-3,2 (Сатурн)	3,2	—	—	—	—	—	1,6	∅ 34 × 64	105	»

ляемая от источников питания электрической энергии для проектируемого приемника, может быть рассчитана по формуле

$$P = E_c \sum_1^n I_{cn}, \quad (9.1)$$

где E_c — напряжение источника питания коллекторных цепей приемника;

I_{cn} — ток коллектора n -го транзистора;

n — номер каскада приемника с транзистором.

Требуемая мощность для проектируемого приемника с запасом

$$P_T = 1,5P. \quad (9.2)$$

Стационарные и настольные приемники могут питаться через выпрямители от сети переменного тока, автомобильные — от аккумуляторов бортовой сети автомобиля. Малогабаритные карманные и переносные приемники требуют малогабаритных источников питания с достаточным запасом энергии. В качестве таких источников энергии могут быть использованы любые химические источники энергии: кислотные и щелочные аккумуляторы, гальванические элементы и батареи.

Развитие полупроводниковой техники и появление разнообразной малогабаритной аппаратуры на транзисторах привело к созданию совершенно новых малогабаритных источников питания, в том числе малогабаритных герметичных аккумуляторов.

При выборе типа источников питания для переносных и карманных приемников необходимо руководствоваться следующими соображениями.

1. Обеспечение необходимого напряжения.

2. Обеспечение номинальной силы тока, которая определяется по формуле

$$I_{ном} = P_T/E_c. \quad (9.3)$$

3. Обеспечение заданного времени непрерывной работы без зарядки, причем необходимая емкость определяется по формуле

$$W = I_{ном}t_p, \text{ а. ч.}, \quad (9.4)$$

где $I_{ном}$ — сила тока, потребляемого приемником, а; t_p — время непрерывной работы без перезаряда, ч.

4. Минимальные размеры и вес.

Технические данные некоторых типов малогабаритных химических источников тока приведены в табл. 9.3, а также в литературе [30].



ПОЛНЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ И КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ОТДЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ РАДИОПРИЕМНИКА

Прежде чем приступить к полному электрическому расчету отдельных каскадов транзисторного приемника, необходимо на основе полученной в предварительном расчете его блок-схемы произвести выбор типов и электрических схем каждого каскада. При выборе схемы необходимо учитывать преимущества и недостатки ее различных вариантов, выбирая наиболее подходящие по заданным техническим условиям. Необходимо выбирать ту схему, которая наиболее просто, с минимальным числом деталей и высоким качеством работы может реально выполнить эти условия. Расчет рационально начинать со входа приемника, т. е. с входной цепи, и продолжать его последовательно от каскада к каскаду в сторону выхода приемника. При этом будет легко исправить некоторые расхождения с предварительным расчетом, которые могут получиться в процессе полного электрического расчета отдельных каскадов.

Глава 10.

РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

§ 10.1. Общие сведения о приемных антеннах

Приемная антенна является важнейшей частью радиоприемной системы. От эффективности ее работы зависит чувствительность системы, т. е. возможность приема слабых сигналов. Для транзисторных приемников в качестве антенных устройств применяются наружные электрические антенны и встроенные магнитные антенны. Данные наиболее часто применяемых в радиолюбительской практике наружных электрических антенн, необходимые для расчета входных цепей, приведены в табл. 2.2.

В переносных транзисторных приемниках на кв и укв диапазонах используются укороченные электрические штыревые антенны (табл. 2.2 при

$h < \frac{\lambda}{4}$). Они имеют выдвижную конструкцию с большим числом колен убывающего диаметра (телескопические антенны). Недостатком наружных электрических антенн является их слабая помехозащищенность от промышленных помех.

В переносных и карманных транзисторных приемниках широкое применение получили магнитные антенны. Воздействие промышленных помех на них слабее, кроме того, они обладают пространственной избирательностью. Диаграмма направленности магнитной антенны имеет форму «восьмерки», отличающуюся плоским максимумом и острым минимумом (рис. 10.1). Это позволяет во многих случаях исключить прием помех при незначительной по-

тере слышимости основного сигнала. В диапазоне длинных и средних волн хорошие результаты дает применение ферритовой магнитной антенны. В диапазоне коротких волн лучшие результаты получают от магнитной антенны типа воздушной рамки, расположенной по периметру корпуса приемника. Число витков рамки зависит от размеров приемника и рабочего диапазона частот (один — четыре витка). Рамочная антенна наиболее эффективна при использовании откидной конструкции, когда в рабочем положении она развернута над корпусом приемника. Добротность воздушной рамочной антенны в большинстве случаев существенно выше, чем у ферритовой антенны, и имеет величину $\theta_k = 200-450$. Кроме того, воздушные рамочные антенны имеют в 2—3 раза большую эффективность, существенно меньший температурный коэффициент индуктивности, значительно меньшую себестоимость, меньшую подверженность механическим воздействиям и влиянию магнитных полей. Магнитные антенны широко применяются в приемниках, предназна-

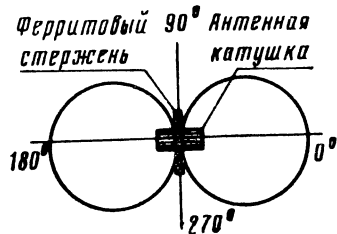


Рис. 10.1

ченных для соревнований «Охота на лис». Наибольшее распространение в диапазоне коротких волн получила антенная система, состоящая из магнитной антенны (ферритовой или воздушной рамочной) и штыревой, подключаемой для определения стороны. При подключении штыревой антенны система будет иметь кардиоидную диаграмму направленности в том случае, если амплитуда напряжения на входе первого транзистора приемника от штыревой антенны будет равна максимальной амплитуде от магнитной антенны, а фаза напряжения совпадает с фазой одного из лепестков «восьмерки»

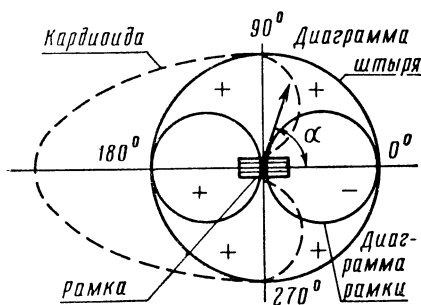


Рис. 10.2

магнитной антенны (рис. 10.2). Результирующая диаграмма получается геометрическим сложением векторов, изображающих величины напряжений от магнитной и штыревой антенн при данном угле α прихода электромагнитной волны. При $\alpha = 0$ амплитуды напряжений одинаковы, а фазы противоположны (рис. 10,2), поэтому напряжения магнитной и штыревой антенн вычитаются так, что результирующее напряжение будет минимальным. При $\alpha = 180^\circ$ напряжения обеих антенн совпадают по фазе и складываются, результирующее напряжение будет максимальным. При $0^\circ < \alpha < 180^\circ$, а также $180^\circ < \alpha < 360^\circ$ получаются промежуточные значения напряжения. В результате получается кардиоидная диаграмма направленности (рис. 10.2). Острота минимума кардиоиды зависит от согласования и фазирования штыревой и магнитной антенн, а также от расстояния до «лисы». Страна максимума приема после регулировки на кардиоиду отмечается на рамке.

§ 10.2. Общие сведения о входных цепях

Входные цепи радиоприемного устройства должны создать на входе первого каскада приемника наибольшее и по возможности неискаженное напряжение принятого сигнала и отсеять (осуществить избирательность) напряжения всех частот, создаваемых в антенне другими радиостанциями и помехами. Поэтому входные цепи обычно состоят из колебательного контура или системы колебательных контуров, связанных с одной стороны с приемной антенной,

а с другой стороны — с входом первого каскада приемника. Возможные варианты схем входных цепей различаются в основном по виду связи с наружной антенной и входом первого каскада приемника. Различные схемы входных цепей, их свойства и методика расчета подробно рассмотрены в учебниках и учебных пособиях по радиоприемным устройствам [1, 27, 38—40, 42, 48, 56]. В данной книге ограничимся рассмотрением только вариантов, наиболее часто применяемых в радиолюбительских и радиовещательных транзисторных приемниках. Наиболее широкое распространение в транзисторных приемниках получили схемы входных цепей с магнитной антенной. Магнитная антенна (ее емкость, индуктивность и активное сопротивление) полностью входит в состав

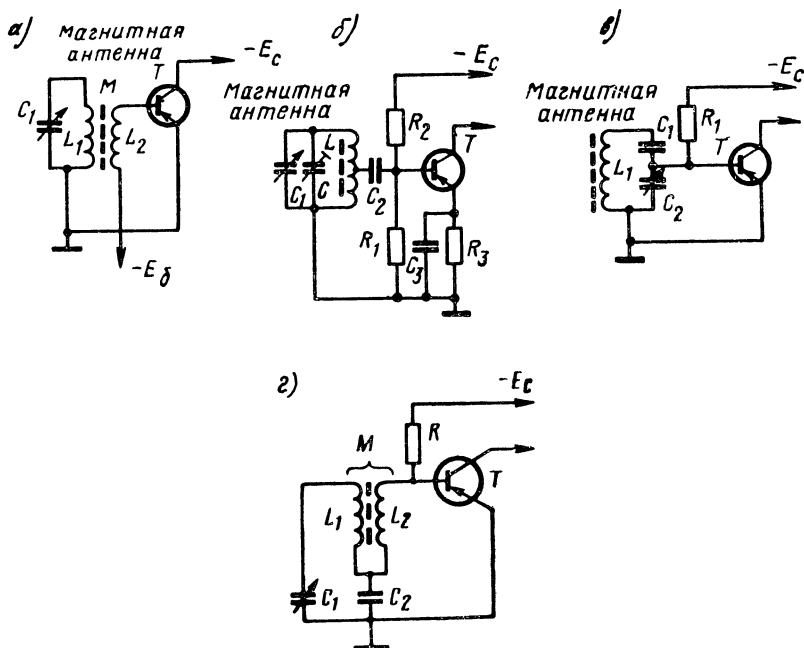


Рис. 10.3

контура входной цепи. Поэтому схемы входных цепей с магнитной антенной различаются только типом связи с транзистором первого каскада приемника. Непосредственная связь контура с входом транзистора не применяется из-за низкого входного сопротивления транзисторов. Обычно эта связь имеет малую величину, обусловленную необходимостью обеспечения заданной эквивалентной добротности контуров Q_0 , полученной в результате расчета в параграфах 5.6 и 5.7.

Наибольшее распространение получила схема индуктивной связи транзистора с колебательным контуром входной цепи (рис. 10.3а). Этот вид связи является более гибким, позволяет легко изменять величину связи простым передвижением катушки связи по сердечнику магнитной антенны, на котором неподвижно закреплена катушка контура входной цепи. Однако в этой схеме образуется контур, состоящий из катушки связи, емкостей монтажа и входной емкости транзистора. Его резонансная частота может оказаться в пределах принимаемого поддиапазона, что приведет к большой неравномерности коэффициента передачи, или в диапазоне зеркальных частот, что ухудшит избирательность по зеркальному каналу (паразитная настройка).

Широко применяется автотрансформаторная схема связи с транзистором (рис. 10.3б).

При настройке входной цепи на фиксированные частоты, а также на узких поддиапазонах находит применение как наиболее простая схема с внутренней связью с транзистором (рис. 10.3в). Для обеспечения постоянства параметров контура в диапазоне частот применяется комбинированная (индуктивно-емкостная) схема связи с транзистором (рис. 10.3г). Эта схема наиболее помехоустойчива, так как у нее коэффициент передачи для мешающих сигналов монотонно убывает с ростом частоты, а также она свободна от паразитных настроек.

Коэффициент включения входа транзистора в контур обычно определяется на высшей частоте поддиапазона, чем обеспечивается необходимая для заданной избирательности эквивалентная добротность контуров на всех частотах поддиапазона. При этом с понижением рабочей частоты будет уменьшаться вносимое в контур транзистором затухание и увеличиваться эквивалентная добротность контура. Необходимо только проверить на нижней частоте поддиапазона, чтобы эквивалентная добротность контура не превысила допустимую $Q_{\text{п min}}$ по полосе пропускания (полученную в параграфе 5.6 или 5.7).

Коэффициент включения определяется по ф-ле (6.6)

$$m_2 = \sqrt{\frac{(Q_{\text{к}} - Q_{\text{э max}}) R_{11} C'_{\text{э min}} f'_{\text{max}}}{159 Q_{\text{к}} Q_{\text{э max}}}}$$

где R_{11} — входное сопротивление транзистора, *ком*;

$C'_{\text{э min}}$ — минимальная эквивалентная емкость контура входной цепи, *пф*;

f'_{max} — максимальная частота поддиапазона, *Мгц*;

$Q_{\text{э max}}$ — эквивалентная добротность контура входной цепи на максимальной частоте;

$Q_{\text{к}}$ — конструктивная добротность контура.

Обычно m_2 определяется в предварительном расчете и уточняется при полном электрическом расчете входной цепи. На практике большей частью $m_2 = 0,1 \div 0,2$.

Таким образом, при расчете входных цепей транзисторных приемников необходимо при определении коэффициента передачи учесть:

а) необходимость неполного включения со стороны транзистора [ф-ла (6.7)]

$$K'_{\text{вх}} = K_{\text{вх}} m_2,$$

где $K_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи входной цепи без учета влияния транзистора;

б) зависимость эквивалентной добротности контура ($Q_{\text{э}}$) от частоты, вызванную влиянием входного сопротивления транзистора, которая на рабочей частоте f_0 равна [ф-лы (5.30), (5.31)]:

$$\delta_{\text{э}0} = \delta_{\text{к}} + (\delta_{\text{э max}} - \delta_{\text{к}}) \frac{R_{11 \text{ max}}}{R_{110}} \frac{f_0}{f'_{\text{max}}};$$

$$Q_{\text{э}0} = 1/\delta_{\text{э}0}; \quad \delta_{\text{к}} = 1/Q_{\text{к}}; \quad \delta_{\text{э max}} = 1/Q_{\text{э max}},$$

где R_{110} — входное сопротивление транзистора на рабочей частоте.

При применении входной цепи с магнитной антенной напряжение на входе транзистора [ф-ла (6.5)]

$$U_{\text{т вх}} = E h_{\text{д}} Q_{\text{э}0} m_2, \text{ мв},$$

где E — напряженность магнитного поля в точке приема, *мв/м*;

$h_{\text{д}}$ — действующая высота магнитной антенны, вычисляемая при ее конструктивном расчете, *м*;

$Q_{\text{э}0}$ — эквивалентная добротность контура на рабочей частоте f_0 ;

m_2 — коэффициент включения входа транзистора.

Так как эквивалентная добротность контура с понижением частоты увеличивается, то это приводит соответственно к увеличению напряжения на входе транзистора.

В случае применения наружных антенн схемы входных цепей еще различаются по виду связи с ними. Способ связи с наружной антенной выбирается в зависимости от условий работы приемника. В диапазонах дв, св и кв выбирается такой способ, чтобы коэффициент передачи мало менялся по диапазону, а избирательность была достаточно высокой. Таким условиям соответствует слабая связь с антенной. В диапазоне укв выбирается сильная связь с антенной.

Схема с внешнеемкостной связью с наружной антенной (рис. 10.4а) легко выполнима конструктивно и позволяет получить значительный коэффициент

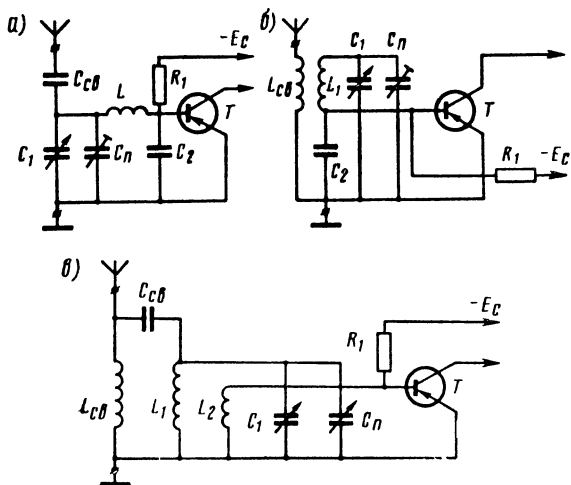


Рис. 10.4

передачи. Однако величина коэффициента передачи по поддиапазону меняется пропорционально квадрату частоты. По этой причине входную цепь с внешнеемкостной связью с антенной используют при малом коэффициенте перекрытия диапазона.

Входная цепь с индуктивной связью с наружной антенной (рис. 10.4б) конструктивно сложнее. Однако она имеет более равномерную зависимость коэффициента передачи от частоты. Для получения больших значений коэффициента передачи и меньшей его неравномерности по поддиапазону применяется схема входной цепи с комбинированной индуктивно-емкостной связью с наружной антенной (рис. 10.4в). Но она конструктивно наиболее сложная.

В связи с тем, что в большинстве транзисторных приемников применяются внутренние магнитные антенны, а наружная антенна является вспомогательной, наибольшее распространение получила схема с емкостной связью с наружной антенной. Она наиболее проста и легко осуществима, что очень ценно для переносных и карманных приемников, а ее недостатки в этом случае несущественны.

§ 10.3. Расчет контура входной цепи

При выборе и обосновании блок-схемы приемника (предварительном расчете) производились выбор блока переменных конденсаторов, проверка перекрытия этим блоком выбранных частотных поддиапазонов и определены дополнительные емкости, которые необходимо включить в контур входной цепи.

для обеспечения этого перекрытия (гл. 4, стр. 71 ÷ 75). На рис. 10.5 изображена схема контура входной цепи. Исходными данными для расчета элементов этого контура, которые берутся из предварительного расчета, являются:

f'_{min}, f'_{max} — соответственно минимальная и максимальная частоты поддиапазона с запасом по перекрытию;

$C'_{э min}, C'_{э max}$ — соответственно минимальная и максимальная величины эквивалентной емкости контура;

$C_{доб}$ — добавочная емкость, которую необходимо включить в контур;

C_{min}, C_{max} — соответственно минимальная и максимальная емкости блока переменных конденсаторов.

Необходимо определить: индуктивность катушки контура L , емкости подстроечного $C_{п}$ и уравнивающего $C_{у}$ конденсаторов.

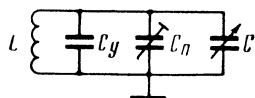


Рис. 10.5

Порядок расчета

1. Определяется индуктивность катушки контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f'^2_{min} \cdot C'_{э max}}, \text{ мкГн,} \quad (10.1)$$

где f'_{min} — минимальная частота поддиапазона, МГц; $C'_{э max}$ — максимальная эквивалентная емкость контура, пФ.

2. Выбирается тип подстроечного конденсатора, исходя из конструктивных соображений и диапазона, причем величина его средней емкости берется

$$C_{п ср} \leq C_{доб}. \quad (10.2)$$

3. Определяется емкость уравнивающего конденсатора

$$C_{у} = C_{доб} - C_{п ср}. \quad (10.3)$$

Если $C_{у} < 0,5C_{п ср}$, то уравнивающий конденсатор не ставится.

§ 10.4. Расчет контура входной цепи с растянутым поддиапазоном

Растянутую настройку применяют в кв диапазоне для уменьшения количества радиостанций на единицу длины шкалы и для облегчения настройки.

Рационально также применять растянутую настройку в спортивных радиолюбительских приемниках и в кв диапазоне радиовещательных приемников, так как спортивные и радиовещательные станции в кв диапазоне занимают узкие полосы частот. На рис. 10.6 приведена схема контура входной цепи с растянутым диапазоном. Исходные данные те же, что и для обычного контура. Растяжка настройки контура и соответственно узкого участка диапазона на всю шкалу достигается включением в контур

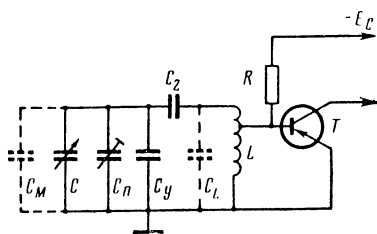


Рис. 10.6

параллельно конденсатору настройки C и последовательно с ним дополнительных конденсаторов C_1 и C_2 .

Порядок расчета

1. Определяется емкость схемы

$$C_{сх} = C_{м} + C_{L}, \quad (10.4)$$

где $C_{м}$ — емкость монтажа; C_{L} — емкость катушки (см. табл. 4.3).

2. Задаются минимальной эквивалентной емкостью схемы порядка $C_э = (50 \div 200) \text{ пф}$, но при условии $C_э > C_{сх}$.

3. Определяются величины вспомогательных коэффициентов

$$K'_{пд} = f'_{max} / f'_{min}; \quad (10.5)$$

$$\Delta C = C_{max} - C_{min}; \quad (10.6)$$

$$T = \frac{\Delta C (K'^2_{пд} C_э - C_{сх}) (C_э - C_{сх})}{C_э (K'^2_{пд} - 1)}. \quad (10.7)$$

4. Определяются дополнительные емкости:

$$C_1 = \sqrt{\frac{\Delta C^2}{4} + T} - \frac{\Delta C}{2}, \quad (10.8)$$

$$C_2 = \frac{(C_э - C_{сх}) C_1}{C_1 - (C_э - C_{сх})}. \quad (10.9)$$

5. Выбирается тип подстроечного конденсатора из соображений, чтобы

$$C_{п\text{ ср}} \leq C_1. \quad (10.10)$$

6. Определяется емкость уравнивающего конденсатора

$$C_y = C_1 - C_{п\text{ ср}}. \quad (10.11)$$

Если $C_y < 0,5 C_{п\text{ ср}}$, то уравнивающий конденсатор не ставится.

7. Определяется индуктивность катушки контура по ф-ле (10.1).

§ 10.5. Входная цепь с магнитной антенной

Подробный анализ схем входных цепей с магнитной антенной, а также принцип их расчета и конструирования приведены в литературе [27, 40, 42].

Выбор схемы входной цепи с магнитной антенной должен производиться с учетом необходимости получения наибольшего коэффициента передачи по полю. При этом основной вопрос — выбор вида связи между контуром магнитной антенны и входом первого транзистора (см. параграф 10.2).

Исходные данные для расчета отдельных элементов схемы входной цепи с магнитной антенной берутся из заданных технических требований и результатов расчета блок-схемы приемника (см. параграф 4.4).

Схема входной цепи с магнитной антенной и трансформаторной связью с транзистором приведена на рис. 10.7.

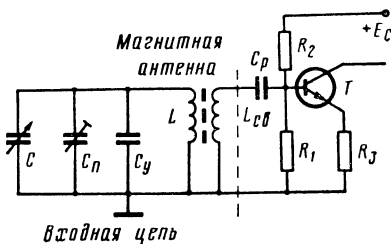


Рис. 10.7

Порядок расчета

1. Определяются параметры деталей контура: L , C_p и C_y по ф-лам (10.1)–(10.3).

2. Определяется характеристическое сопротивление контура на максимальной частоте поддиапазона

$$\rho_{max} = \frac{159}{f'_{max} C_э \text{ min}}, \text{ ком}, \quad (10.12)$$

где f'_{max} — максимальная частота поддиапазона, МГц;

$C_э \text{ min}$ — минимальная эквивалентная емкость контура, пф.

3. Эквивалентное и конструктивное затухание контура

$$\delta_{\text{э max}} = \frac{1}{Q_{\text{э max}}}; \delta_k = \frac{1}{Q_k}, \quad (10.12a)$$

где $Q_{\text{э max}}$ — эквивалентная добротность контура на f'_{max} ;

Q_k — конструктивная добротность контура.

4. Коэффициент включения транзистора в контур

$$m_2 = \sqrt{(\delta_{\text{э max}} - \delta_k) \frac{R_{11}}{\rho_{\text{max}}}}, \quad (10.13)$$

где R_{11} — входное сопротивление транзистора.

5. Определяется индуктивность катушки связи, приняв $K_{\text{св}} = 0,95$:

$$L_{\text{св}} = L \frac{m_2^2}{k_{\text{св}}^2}. \quad (10.14)$$

6. Определяется действующая высота антенны в трех точках поддиапазона f'_{min} , f'_{max} , $f'_{\text{ср}}$:

$$h_{\text{д max}} = h_{\text{д min}} \frac{f'_{\text{max}}}{f'_{\text{min}}}, \quad (10.15)$$

где $h_{\text{д min}}$ — действующая высота антенны на f'_{min} .

7. Коэффициент передачи входной цепи по полю определяется на f'_{max} , $f'_{\text{ср}}$ и f'_{min} :

$$K_{\text{max}} = h_{\text{д max}} Q_{\text{э max}} m_2. \quad (10.16)$$

Пример 10.1Д. Рассчитать величины деталей и параметры входной цепи радиокompаса приемника «Спортсмен-лиолов» (рис. 10.7).

Исходные данные

Диапазон частот: $f'_{\text{min}} \div f'_{\text{max}} = (515 \div 1640)$ кГц.

Эквивалентная емкость контура $C_{\text{э}} = (41 \div 421)$ пф.

Эквивалентная добротность контура на $f'_{\text{max}} - Q_{\text{э max}} = 27,8$.

Эквивалентная добротность контура на $f'_{\text{min}} - Q_{\text{э min}} = 55$.

Величина дополнительной емкости: $C_{\text{доб}} = 14$ пф.

Конструктивная добротность контура: $Q_k = 100$.

Входное сопротивление транзистора в диапазоне рабочих частот: $R_{11} = 2,22$ ком = const.

Действующая высота антенны на $f'_{\text{min}} h_{\text{д min}} = 3$ мм.

Расчет

1. Выбираем схему с трансформаторной связью с транзистором, так как коэффициент перекрытия поддиапазона большой.

2. Индуктивность катушки контура [ф-ла (10.1)]

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f'_{\text{min}} C'_{\text{э max}}} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{0,515^2 \cdot 421} = 226 \text{ мкГн.}$$

3. Выбираем подстроечный конденсатор типа КПК-М5/20 со средней емкостью $C_{\text{п ср}} = 12,5$ пф.

4. Емкость уравнивающего конденсатора [ф-ла (10.3)]

$$C_y = C_{\text{доб}} - C_{\text{п ср}} = 14 - 12,5 = 1,5 \text{ пф.}$$

Так как $C_y = 1,5 \text{ пф} < C_{п ср} = 12,5 \text{ пф}$, то уравнительный конденсатор не ставим.

5. Характеристическое сопротивление контура на f'_{max} [ф-ла (10.12)]

$$\rho_{max} = \frac{159}{f'_{max} C'_{э min}} = \frac{159}{1,64 \cdot 41} = 2,36 \text{ ком.}$$

6. Эквивалентное и конструктивное затухания контура [ф-ла (10.12а)]:

$$\delta_{э max} = \frac{1}{Q_{э max}} = \frac{1}{27,8} = 0,036;$$

$$\delta_k = \frac{1}{Q_k} = \frac{1}{100} = 0,01.$$

7. Коэффициент включения транзистора [ф-ла (10.13)]

$$m_2 = \sqrt{(\delta_{э max} - \delta_k) \frac{R_{11}}{\rho_{max}}} = \sqrt{(0,036 - 0,01) \frac{2,22}{2,36}} = 0,157.$$

8. Индуктивность катушки связи, если принять $k_{св} = 0,95$ [ф-ла (10.14)],

$$L_{св} = L \frac{m_2^2}{k_{св}^2} = 226 \frac{0,157^2}{0,95^2} = 6,2 \text{ мкГн.}$$

9. Действующая высота антенны на f'_{max} [ф-ла (10.15)]

$$h_{д max} = h_{д min} \frac{f'_{max}}{f'_{min}} = 3 \frac{1640}{515} = 9,5 \text{ мм.}$$

10. Коэффициент передачи входной цепи по полю на f'_{min} [ф-ла (10.16)]

$$K_{min} = h_{д min} Q_{э min} m_2 = 3 \cdot 55 \cdot 0,157 = 25,9 \text{ мм.}$$

§ 10.6. Входная цепь с кардиоидной антенной (приемник «Спортсмен-лиолов»)

Для получения кардиоидной диаграммы направленности (параграф 10.1) в приемниках, предназначенных для спортивных соревнований «Охота на лис», применяется антенная система, состоящая из воздушной рамочной или ферритовой магнитной антенны и подключаемой для определения стороны штыревой антенны. Так как любительские диапазоны узкие, то можно применить схему с внутримкостной связью с транзистором. Схема входной цепи приведена на рис. 10.8.

Порядок расчета

1. Определение величин всех деталей входной цепи ведется на минимальной частоте, где получение одностороннего приема (получение кардиоиды) представляет наибольшие трудности.

2. Принимаются параметры, с которыми будут конструироваться штыревая ($h_{ш}$; C_A ; C_B) и рамочная ($h_{д min}$) антенны.

3. Определяются величины деталей контура L , $C_{п}$, C_y и его параметры (ρ_{min} , $\delta_{э min}$, δ_k , $m_{2 min}$) по ф-лам (10.1)—(10.3), (10.12), (10.12а), (10.13) [58—60].

4. Определяется емкость конденсатора связи

$$C_{св} = C'_{э max} \frac{1 - m_{2 min}}{m_{2 min}} - C_{11}, \quad (10.17)$$

где C_{11} — входная емкость транзистора,

$m_{2 min}$ — коэффициент включения транзистора в контур на f'_{min} ,

$C'_{э max}$ — эквивалентная емкость контура на f'_{min} .

5. По графику рис. 10.9 и заданным четкости определения стороны не хуже 10 дБ и $\alpha = 0,8$ определяется допустимый сдвиг фаз φ между эдс, наводимой в цепи рамки из штыревой антенны, и эдс, наводимой в рамке непосредственно [57, стр. 403].

6. Для получения диаграммы приема в виде кардиоиды необходимо получить ток в штыревой антенне, совпадающий по фазе с эдс в ней. Такое совпадение фаз можно получить приблизительно, если в цепь штыревой антенны включить большое

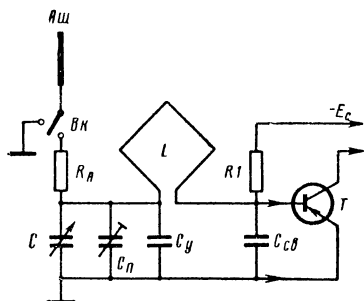


Рис. 10.8

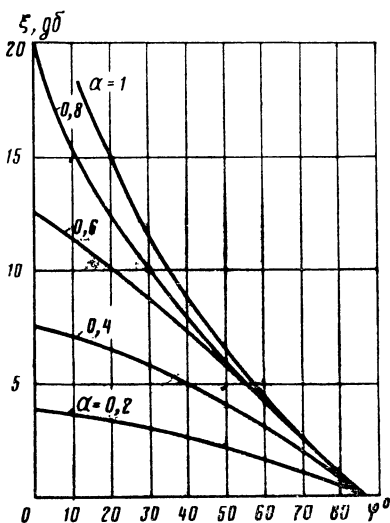


Рис. 10.9

активное сопротивление R_A (рис. 10.8). Величина фазирующего сопротивления

$$R_A = \frac{(C_A + C_b + C_{\varepsilon \max}) \cdot 10^3}{2\pi f'_{\min} C_{\varepsilon \max} (C_A + C_b) \operatorname{tg} \varphi}, \text{ КОМ}, \quad (10.13)$$

где C_A — емкость штыревой антенны, пф;

C_b — емкость ввода штыревой антенны; пф;

$C_{\varepsilon \max}$ — эквивалентная емкость контура на f'_{\min} , пф (f'_{\min} в МГц).

7. Определяется полное сопротивление штыревой антенны с фазирующим сопротивлением:

$$Z_A = \sqrt{R_A^2 + X^2}; \quad (10.19)$$

$$X = \frac{159}{f'_{\min} C'_A \max}, \text{ КОМ}; \quad (10.20)$$

$$C'_A = \frac{C_A C_{\varepsilon \max}}{C_A \max + C_{\varepsilon \max}}. \quad (10.21)$$

8. Эквивалентная добротность контура при подключении штыревой антенны

$$Q_{\varepsilon \min} = \frac{Q_{\varepsilon \min}}{1 + \left(\frac{C_A}{C'_\varepsilon}\right)^2 \frac{R_A Q_{\varepsilon \min}}{\rho_{\min}}}. \quad (10.22)$$

9. Коэффициент передачи входной цепи при работе от штыревой антенны: по напряжению

$$K_{ш} = \frac{\rho_{min} Q_{э}^{\prime} \min^2 \min}{Z_A}; \quad (10.23)$$

по полю

$$K_{шп} = K_{ш} h_{ш}. \quad (10.24)$$

10. Коэффициент передачи входной цепи при работе от рамочной антенны: по напряжению

$$K_{p \min} = Q_{э} \min^2 \min; \quad (10.25)$$

по полю

$$K_{p п \min} = K_{p \min} h_{д} \min. \quad (10.26)$$

Пример 10.2Д. Рассчитать величины деталей и параметры входной цепи с кардиоидной антенной приемника «Спортсмен-лиолов» (рис. 10.8).

Исходные данные

Диапазон частот: $f'_{min} \div f'_{max} = (3,4 \div 3,8) \text{ Мгц.}$

Эквивалентная емкость контура: $C'_{э} = (31 \div 39) \text{ нф.}$

Эквивалентная добротность контура на f'_{max} : $Q_{э \max} = 180.$

Эквивалентная добротность контура на f'_{min} : $Q_{э \min} = 185.$

Величина дополнительной емкости: $C_{доб} = 12 \text{ нф.}$

Конструктивная добротность контура: $Q_{к} = 250.$

$R_{вх} = 1,42 \text{ ком.}$ Входное сопротивление следующего каскада в диапазоне рабочих частот:

Входная емкость следующего каскада: $C_{вх} = 21 \text{ нф.}$

Четкость определения стороны «лисы» при $\alpha = 0,8$ — не хуже — 10 дб.

Расчет

1. Принимаем, что кардиоидная антенна будет состоять из воздушной рамочной ($h_{д \min} = 1,0 \text{ мм}$) антенны и штыревой антенны ($h_{ш} = 30 \text{ см.}$; $C_A = 8 \text{ нф.}$; $C_b = 3 \text{ нф.}$).

2. Выбираем схему с внутримкостной связью с транзистором, так как диапазон узкий.

3. Индуктивность обмотки рамочной антенны (контур) [ф-ла (10.1)]

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{min}^2 C'_{э \max}} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{3,4^2 \cdot 39} = 59,5 \text{ мкгн.}$$

4. Выбираем подстроечный конденсатор типа КПК-М 4/15 со средней емкостью $C_{п ср} = 9,5 \text{ нф.}$

5. Емкость уравнивающего конденсатора [ф-ла (10.3)]

$$C_y = C_{доб} - C_{п ср} = 12 - 9,5 = 2,5 \text{ нф.}$$

Так как $C_y = 2,5 \text{ нф} < C_{п ср} = 12,5 \text{ нф}$, уравнивающий конденсатор не ставим.

6. Характеристическое сопротивление контура на f'_{min} [ф-ла (10.12)]

$$\rho_{min} = \frac{159}{f'_{min} C'_{э \max}} = \frac{159}{3,4 \cdot 39} = 1,7 \text{ ком.}$$

7. Эквивалентное и конструктивное затухание контура [ф-ла (10.12а)]:

$$\delta_{э \min} = \frac{1}{Q_{э \min}} = \frac{1}{185} = 0,006; \quad \delta_{к} = \frac{1}{Q_{к}} = \frac{1}{250} = 0,004.$$

8. Коэффициент включения входа следующего каскада [ф-ла (10.13)]

$$m_2 \min = \sqrt{(\delta_3 \min - \delta_k) \frac{R_{\text{вх}}}{\rho \min}} = \sqrt{(0,006 - 0,004) \frac{1,42}{17}} \approx 0,04.$$

9. Емкость конденсатора связи [ф-ла (10.17)]

$$C_{\text{св}} = C'_{3 \max} \frac{1 - m_2 \min}{m_2 \min} - C_{\text{вх}} = 39 \frac{1 - 0,04}{0,04} - 21 \approx 916 \text{ пф.}$$

10. По графику рис. 10.9 и заданным четкости определения стороны не хуже 10 дБ и $\alpha = 0,8$ определяем допустимый сдвиг фаз между эдс: $\psi = 30^\circ$

11. Определяем величину фазирующего резистора [ф-ла (10.18)]:

$$R_A = \frac{(C_A + C_b + C'_{3 \max}) \cdot 10^3}{2\pi f'_{\min} C'_{3 \max} (C_A + C_b) \operatorname{tg} \varphi} = \frac{(8 + 3 + 39) \cdot 10^3}{2\pi \cdot 3,4 (8 + 3) \cdot 39 \cdot \operatorname{tg} 30^\circ} \approx 9,5 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_A = 10 \text{ ком}$ типа МТ-0,125.

12. Полное сопротивление штыревой антенны с фазирующим резистором ф-лы (10.19) — (10.21):

$$C'_{A \max} = \frac{C_A C'_{3 \max}}{C_A + C'_{3 \max}} = \frac{8 \cdot 39}{8 + 39} = 6,65 \text{ пф;}$$

$$X = \frac{159}{f'_{\min} C'_{A \max}} = \frac{159}{3,4 \cdot 6,65} = 6,96 \text{ ком;}$$

$$Z_A = \sqrt{R_A^2 + X^2} = \sqrt{10^2 + 6,96^2} = 12,2 \text{ ком.}$$

13. Эквивалентная добротность контура при подключении штыревой антенны [ф-ла (10.22)]

$$Q'_{3 \min} = \frac{Q_{3 \min}}{1 + \left(\frac{C_A}{C'_{3 \max}}\right)^2 \cdot \frac{R_A Q_{3 \min}}{\rho \min}} = \frac{185}{1 + \left(\frac{8}{39}\right)^2 \cdot \frac{10 \cdot 185}{1,7}} = 4,15.$$

14. Коэффициент передачи входной цепи при работе от штыревой антенны:

по напряжению [ф-ла (10.23)]

$$K_{\text{ш}} = \frac{\rho \min Q'_{3 \min} m_2 \min}{Z_A} = \frac{1,7 \cdot 4,15 \cdot 0,04}{12,2} = 0,022;$$

по полю [ф-ла (10.24).]

$$K_{\text{шп}} = K_{\text{ш}} h_{\text{ш}} = 0,022 \cdot 300 = 6,6 \text{ мм.}$$

15. Коэффициент передачи входной цепи при работе от рамочной антенны:

по напряжению [ф-ла (10.25)]

$$K_{\text{р}} \min = Q_{3 \min} m_2 \min = 185 \cdot 0,04 = 7,4;$$

по полю [ф-ла (10.26)]

$$K_{\text{рп}} = K_{\text{р}} \min h_{\text{д}} \min = 7,4 \cdot 1,0 = 7,4 \text{ мм.}$$

§ 10.7. Входная цепь с внешнеемкостной связью с наружной антенной

При работе с наружной антенной в транзисторных приемниках наиболее широко применяется схема с емкостной связью с антенной, так как она наиболее проста. Ее недостаток — значительная неравномерность коэффициента передачи по поддиапазону — компенсируется изменением эквивалентной добротности контура под влиянием затухания, вносимого транзистором. При соответствующем подборе коэффициента включения и конструктивной добротности контура неравномерность коэффициента передачи по поддиапазону может быть уменьшена (рис. 10.10).
Схема входной цепи с внешнеемкостной связью с наружной антенной приведена на рис. 10.4а.

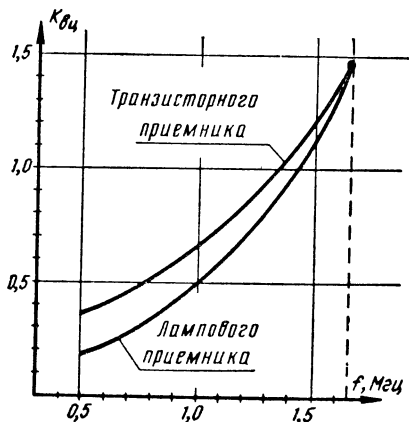


Рис. 10.10

Порядок расчета

1. Определяются параметры деталей контура L , C_{π} , C_{γ} по ф-лам (10.1) — (10.3) и его параметры ρ , δ_{α} , δ_{κ} , m_2 по ф-лам (10.12), (10.13), (10.12а), а также емкость конденсатора связи с транзистором C_2 — по ф-ле (10.17).

2. Определяется величина емкости конденсатора связи с антенной $C_{св}$. От ее величины зависит влияние антенной цепи на входной контур. С увеличением этой емкости за счет большого влияния цепи антенны расширяется полоса пропускания входной цепи, ухудшается избирательность и изменяется настройка контура.

Малая емкость связи вызывает уменьшение коэффициента передачи входной цепи. С учетом сказанного емкость связи выбирают в пределах $20 \div 40$ пф на дв и св и $10 \div 20$ мф на кв.

3. Определяется емкость, вносимая антенной,

$$C'_A = \frac{C_A C_{св}}{C_A + C_{св}}, \quad (10.27)$$

где C_A — емкость антенны.

4. Рассчитывается величина эквивалентной емкости входного контура для трех точек поддиапазона с учетом влияния емкости антенны:

для начала поддиапазона f'_{min}

$$C'_{\Sigma max} = C_{\Sigma max} + C'_A; \quad (10.28)$$

для средней частоты поддиапазона:

$$f_{cp} = \frac{f'_{max} + f'_{min}}{2},$$

$$C_{\Sigma cp} = C'_{\Sigma max} \left(\frac{f'_{min}}{f_{cp}} \right)^2; \quad (10.29)$$

для конца поддиапазона f'_{max}

$$C'_{\Sigma min} = C'_{\Sigma max} \left(\frac{f'_{min}}{f'_{max}} \right)^2. \quad (10.30)$$

5. Вычисляется коэффициент передачи напряжения для трех точек поддиапазона:

для f'_{min}

$$K_{вц} = m_2 Q_{\text{э}} \min \frac{C'_A}{C'_{\text{э} \max}}; \quad (10.31)$$

для $f_{\text{ср}}$

$$K_{вц} = m_2 Q_{\text{э} \text{ ср}} \frac{C'_A}{C'_{\text{э} \text{ ср}}}; \quad (10.32)$$

для f'_{max}

$$K_{вц} = m_2 Q_{\text{э} \text{ max}} \frac{C'_A}{C'_{\text{э} \text{ min}}}. \quad (10.33)$$

Результаты расчета сводятся в табл. 10.1.

Т а б л и ц а 10.1
РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА $K_{вц}$

$f, \text{кГц}$	f'_{min}	$f_{\text{ср}}$	f'_{max}
$K_{вц}$			

Г л а в а 11.

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

§ 11.1. Общие соображения, выбор схемы

Как уже было отмечено ранее (гл. 3), усилители радиочастоты (УРЧ) и промежуточной частоты (УПЧ) современных транзисторных приемников в основном выполняются по схеме с общим эмиттером, обеспечивающей наибольшее усиление на каскад.

Ввиду малого усиления транзисторных усилителей на один каскад их число с одиночными контурами бывает недостаточно для обеспечения заданной избирательности приемника, поэтому в усилителях радиочастоты и промежуточной частоты транзисторных приемников, в особенности малогабаритных, часто используются одноконтурные избирательные системы.

Различные схемы резонансных усилителей высокой и промежуточной частот отличаются в основном только конфигурацией цепей питания и типом связи избирательной системы с выходной и входной цепями транзисторов.

Эта связь может выполняться по трансформаторной, автотрансформаторной и емкостной схемам. Она должна обеспечить согласование сравнительно большого выходного сопротивления усилителя с низким входным сопротивлением последующего каскада и обеспечить ослабление шунтирующего действия малых выходного и входного сопротивлений транзистора на избирательную систему.

Непосредственное включение контура в транзисторных УРЧ встречается редко, только при необходимости получения широкой полосы пропускания.

Емкостная схема связи (рис. 11.1) (емкостный делитель) целесообразна в усилителях с фиксированной настройкой (в УПЧ). При ее применении легче осуществить практически небольшой коэффициент включения, который обычно получается в узкополосных усилителях, чем в автотрансформаторной схеме.

В УРЧ с трансформаторной связью (рис. 11.2) в цепи коллектора образуется контур $L_{св}C_{22}$. Для обеспечения равномерности коэффициента усиления по поддиапазону резонансную частоту этого контура ($L_{св}C_{22}$) выбирают за

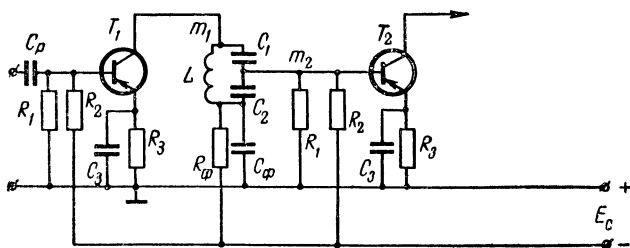


Рис. 11.1

пределами рабочих частот поддиапазона. В связи с большой сложностью схема не получила распространения.

Наибольшее распространение в транзисторных усилителях получила схема с двойной автотрансформаторной связью (рис. 11.3). Коэффициенты включе-

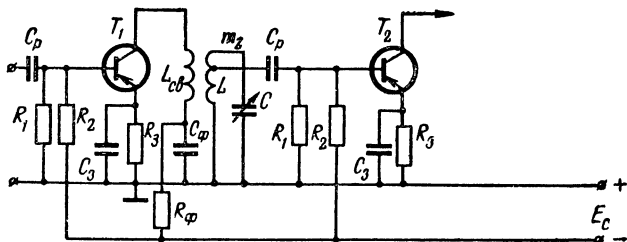


Рис. 11.2

ния m_1 и m_2 целесообразно выбирать так, чтобы на нижней частоте поддиапазона обеспечить заданную полосу пропускания, а на верхней — избирательность. Следует отметить, что относительная расстройка контура входной и выходной емкостями транзисторов практически не зависит от величины ко-

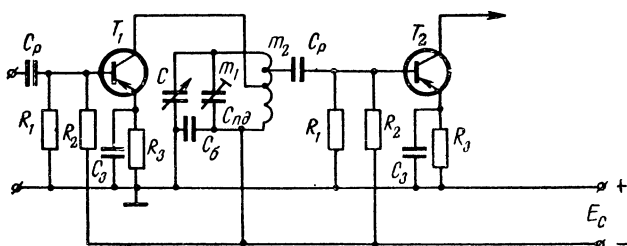


Рис. 11.3

эффициентов включения m_1 и m_2 . При увеличении связи контура с транзистором вносимая расстройка компенсируется одновременным расширением полосы пропускания (снижением добротности контура вносимым активным сопротивлением).

При широкой полосе пропускания необходимо учитывать частотные свойства транзистора в полосе пропускания. Резонансная кривая приобретает некоторую асимметрию, и ее максимум сдвигается от точки резонанса в сторону более низких частот.

В транзисторных усилителях промежуточной частоты часто применяются двухконтурные полосовые фильтры (рис. 11.4). Связь между фильтрами может быть любого вида.

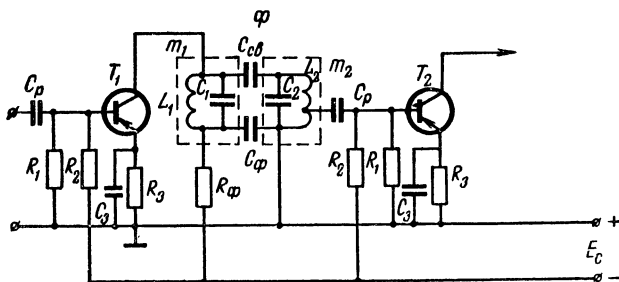


Рис. 11.4

Для получения устойчивого усиления без применения нейтрализации была предложена каскодная схема, представляющая собой сочетание схемы с общим эмиттером и схемы с общей базой. Однако при использовании современных высокочастотных транзисторов на частотах, далеко отстоящих от граничной, отпала необходимость в нейтрализации внутренней обратной связи. Кроме того, применение фильтров сосредоточенной селекции (ФСС) в нагрузке преобразователя частоты для обеспечения избирательных свойств всего приемника позволило использовать для получения необходимого усиления на промежуточной частоте аperiodические усилители (рис. 11.5). Аperiodический транзисторный каскад имеет устойчивость не хуже каскодной схемы, дает большее усиление и проще в настройке. В связи с этим каскодная схема в промышленных транзисторных приемниках распространения не получила. В настоящее время преимущественное распространение имеет блок-схема преобразователь — ФСС — аperiodический усилитель (приемники: «Атмосфера-2М», «Алмаз», «Юпитер» и т. д.).

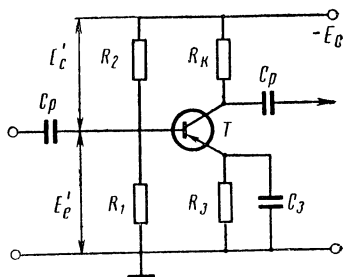


Рис. 11.5

В основу расчета транзисторных УРЧ и УПЧ положено обеспечение максимально возможного устойчивого коэффициента усиления без применения нейтрализации и при условии получения необходимой эквивалентной добротности контуров, обеспечивающей заданные избирательность и ослабление на краях полосы пропускания приемника.

§ 11.2. Аperiodический усилитель

Схема усилителя приведена на рис. 11.5.

Порядок расчета

1. Определяется эквивалентное сопротивление нагрузки, исходя из условия получения максимального коэффициента усиления K_{max} , считая его

раным максимальному устойчивому коэффициенту усиления резонансного усилителя:

$$R_9 \leq \frac{K_{max}}{S}, \text{ ком}, \quad (11.1)$$

где S — крутизна транзистора на максимальной рабочей частоте, ma/v .

2. Определяется величина резистора нагрузки в цепи коллектора

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{R_9} - \left(\frac{1}{R_{BX}} + \frac{1}{R_{22}} \right), \quad (11.2)$$

где R_{BX} — входное сопротивление последующего каскада; R_{22} — выходное сопротивление транзистора усилителя.

Принимается ближайшее меньшее номинальное значение для резистора R_K .

3. Определяется реальное эквивалентное сопротивление нагрузки каскада

$$\frac{1}{R'_9} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{BX}} + \frac{1}{R_{22}} \quad (11.3)$$

4. Реальный коэффициент усиления каскада

$$K_0 = S_{(ma/v)} R'_9 \text{ (ком)} \quad (11.4)$$

5. Задаваясь коэффициентом нестабильности V и величиной напряжения E'_9 , определяются величины резисторов термокомпенсации R_1, R_2, R_3 и емкости C_3 по ф-лам (3.54) — (3.57).

6. Величина разделительной емкости

$$C_D \geq \frac{1 \div 2}{f'_{min} R_{BX}}, \text{ тыс. нф}, \quad (11.5)$$

где f'_{min} — минимальная рабочая частота, $Mгц$; R_{BX} — входное сопротивление усилителя, $ком$, равно:

$$\frac{1}{R_{BX}} = \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}. \quad (11.6)$$

Пример 11.1А. Рассчитать аperiodический усилитель на транзисторе П402 (рис. 11.5).

Исходные данные

Рабочая частота: $f'_{min} = 245 \text{ кГц}$.

Параметры транзистора П402: $I_c = 1 \text{ ма}$; $R_{11} = 1,67 \text{ ком}$; $S = 33 \text{ ма/в}$; $R_{22} = 106 \text{ ком}$; $C_c = 15 \text{ нф}$; $E_c = 9 \text{ в}$.

Коэффициент нестабильности схемы: $V = 4$.

Требуется определить

Сопротивление нагрузки в цепи коллектора: R_K .

Коэффициент усиления каскада K_0 .

Величина деталей термокомпенсации: R_1, R_2, R_3, C_3 .

Величину разделительной емкости C_D .

Расчет

1. По ф-ле (6.9) определяем максимальный коэффициент усиления:

$$K_{max} = K_y = 6,3 \sqrt{\frac{S}{f'_{max} C_c}} = 6,3 \sqrt{\frac{33}{0,245 \cdot 15}} \approx 19.$$

2. Эквивалентное сопротивление нагрузки [ф-ла (11.1)]

$$R_3 \leq \frac{K_{max}}{S} = \frac{19}{33} \approx 0,57 \text{ ком.}$$

3. Величина резистора в цепи коллектора [ф-ла (11.2)]

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{R_3} - \left(\frac{1}{R_{ВХ}} + \frac{1}{R_{22}} \right) = \frac{1}{0,57} - \left(\frac{1}{1,67} + \frac{1}{105} \right) \approx 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ сим;}$$
$$R_K = \frac{1}{1,14} = 0,88 \text{ ком.}$$

Принимаем ближайшее меньшее номинальное значение резистора типа МЛТ-0,25 0,82 ком.

4. Реальное эквивалентное сопротивление [ф-ла (11.3)]

$$\frac{1}{R'_3} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{ВХ}} + \frac{1}{R_{22}} = \frac{1}{0,82} + \frac{1}{1,67} + \frac{1}{106} \approx 1,83 \cdot 10^{-3} \text{ сим;}$$
$$R'_3 = \frac{1}{1,83} \approx 0,55 \text{ ком.}$$

5. Коэффициент усиления усилителя [ф-ла (11.4)]

$$K_0 = SR'_3 = 33 \cdot 0,55 = 18,2.$$

6. Задавшись величиной напряжения $E_c = 1,5$ в, по ф-ле (3.54) определяем сопротивление термокомпенсации:

$$R_3 = \frac{E'_e}{I_c} = \frac{1,5}{1} = 1,5 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_3 = 1,5$ ком типа МЛТ-0,25.

По ф-ле (3.55) определяем

$$R_2 = (V - 1) \frac{E_c}{E'_e} R_3 = (4 - 1) \frac{9}{1,5} \cdot 1,5 = 27 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_2 = 27$ ком типа МЛТ-0,25.

По ф-ле (3.56) находим

$$R_1 = \frac{R_2}{\frac{E_c}{E'_e} - 1} = \frac{27}{\frac{9}{1,5} - 1} = 5,4 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_1 = 5,6$ ком типа МЛТ-0,25.

7. Емкость в цепи эмиттера [ф-ла (3.57)]

$$C_3 \geq \frac{15 \div 30}{f'_{max} R_3} = \frac{20}{0,245 \cdot 1,5} = 54 \text{ тыс. пф.}$$

Принимаем большее номинальное значение $C_3 = 0,1$ мкф типа БМ.

8. По ф-ле (11.6) определяем входное сопротивление каскада:

$$\frac{1}{R_{ВХ}} = \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{1,67} + \frac{1}{5,6} + \frac{1}{27} = 0,815 \cdot 10^{-3} \text{ сим;}$$
$$R_{ВХ} = \frac{1}{0,815} \approx 1,2 \text{ ком.}$$

Разделительная емкость [ф-ла (11.5)]

$$C_p \geq \frac{1-2}{f'_{max} R_{вх}} = \frac{1,5}{0,245 \cdot 1,2} \approx 5,1 \text{ тыс. } n\phi.$$

Принимаем $C_p = 5,6$ тыс. $n\phi$ типа КПМ.

§ 11.3. Усилитель радиочастоты с автотрансформаторным включением контура

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 11.3.

Расчет производится для каждого поддиапазона отдельно, начиная с самого высокочастотного.

Порядок расчета

1. Определяется волновое сопротивление контура для крайних частот поддиапазона

$$\rho_0 = \frac{159}{f_0 C_\phi}, \text{ ком,} \quad (11.7)$$

где f_0 — частота, на которой определяется ρ , МГц; C_ϕ — эквивалентная емкость контура на f_0 , $n\phi$.

2. Определяется коэффициент включения контура со стороны коллектора, исходя из условия получения максимального устойчивого усиления на максимальной частоте поддиапазона:

$$m_y = \frac{K_y}{m_{вх} S \rho_{max} Q_{\phi max}}, \quad (11.8)$$

где ρ_{max} — характеристическое сопротивление на максимальной частоте поддиапазона, ком;

$Q_{\phi max}$ — эквивалентная добротность контура на максимальной частоте поддиапазона;

S — крутизна, ma/v ;

$m_{вх}$ — коэффициент включения контура предыдущего каскада во входную цепь транзистора.

3. Определяется коэффициент включения контура со стороны коллектора, исходя из условий получения оптимального согласования на минимальной частоте поддиапазона:

$$m_{opt} = \sqrt{\frac{(1 - \psi_{min}) R_{22}}{2 \rho_{min} Q_{\phi min}}}, \quad (11.9)$$

где

$$\psi_{min} = \frac{Q_{\phi min}}{Q_k};$$

R_{22} — выходное сопротивление транзистора, ком;

Q_k — конструктивная добротность контура.

4. Возможны следующие варианты решения:

а) если $m_y \geq 1$ и $m_{opt} \geq 1$, то принимается $m_1 = 1$ и делается полное включение контура;

б) если $m_y < 1$ или $m_{opt} < 1$ (или $m_y \geq 1$ и $m_{opt} < 1$), то для m_1 принимается меньшее значение.

5. Определяется коэффициент включения контура со стороны последующего каскада на минимальной частоте поддиапазона:

а) при $m_1 = 1$ или $m_1 = m_y$

$$m_2 = \sqrt{\frac{(1 - \psi_{min}) R_{вх 2}}{\rho_{min} Q_{\phi min}} - m_1^2 \frac{R_{вх 2}}{R_{22}}}; \quad (11.10)$$

б) при $m_1 = m_{\text{опт}}$

$$m_2 = \sqrt{\frac{(1 - \Psi_{\min}) R_{\text{вх} 2}}{2 \rho_{\min} Q_{\text{э} \min}}}. \quad (11.11)$$

В ф-лах (11.9)–(11.11):

$\Psi_{\min} = Q_{\text{э} \min} / Q_{\text{к}}$ — коэффициент шунтирования контура транзисторами;
 R_{22} — выходное сопротивление транзистора, *ком*;
 $R_{\text{вх} 2}$ — входное сопротивление последующего каскада, *ком*;
 $Q_{\text{э} \min}$ — эквивалентная добротность контура;
 ρ_{\min} — характеристическое сопротивление, *ком*.

Все значения величин определяются на частоте f'_{\min} .

6. Коэффициент усиления усилителя на крайних точках поддиапазона

$$K_0 = m_1 m_2 S \rho Q_{\text{э}}, \quad (11.12)$$

где S — крутизна характеристики транзистора на рабочей частоте, *ма/в*;
 ρ — характеристическое сопротивление контура на рабочей частоте, *ком*;
 $Q_{\text{э}}$ — эквивалентная добротность контура на рабочей частоте.

Если $K_{0 \max} \leq K_{\gamma}$, а $K_{0 \min} \geq K_{\text{тр}}$, то расчет произведен правильно.

7. Расчет на других поддиапазонах данного усилителя (после расчета на самом высокочастотном поддиапазоне) производится по п. 1. Затем определяется коэффициент включения контура со стороны коллектора m_{γ} . Для сохранения постоянства среднего усиления на всех поддиапазонах его определяют из выражения

$$m_{\gamma} = \frac{K_{0 \max}}{m_{\text{вх}} S \rho_{\max} Q_{\text{э} \max}}, \quad (11.13)$$

где $K_{0 \max}$ — коэффициент усиления на максимальной частоте самого высокочастотного поддиапазона;

$Q_{\text{э} \max}$, $m_{\text{вх}}$, $S_{(\text{ма/в})}$, $\rho_{\max(\text{ком})}$ — параметры на максимальной частоте рассматриваемого поддиапазона.

Дальнейший расчет ведется по пп. 3, 4, 5, 6.

8. Величины термокомпенсирующих деталей R_1 , R_2 , R_3 и C_3 определяются по ф-лам (3.54)–(3.57), разделительного конденсатора $C_{\text{р}}$ — по (11.5).

9. Величины деталей контура определяются при электрическом расчете входной цепи.

10. Емкость блокировочного конденсатора определяется по ф-ле (11.5), так как $C_{\text{б}} \geq C_{\text{р}}$.

§ 11.4. Усилитель радиочастоты с трансформаторным включением контура

Схема усилителя приведена на рис. 11.2. Порядок расчета усилителя с трансформаторной связью аналогичен порядку расчета усилителя с автотрансформаторной связью. Однако, кроме расчета по пп. 1–10, необходимо определить индуктивность катушки связи $L_{\text{св}}$ контура с коллекторной цепью транзистора.

Необходимо предварительно задаться собственной частотой $f_{\text{а}}$ контура в цепи коллектора, образованного выходной емкостью транзистора и индуктивностью катушки связи. Рекомендуется $f_{\text{а}} = 3f'_{\max}$.

Индуктивность катушки связи определяется по формуле

$$L_{\text{св}} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\text{а}}^2 C_{\text{вых}}}, \text{ мкГн}, \quad (11.14)$$

где $C_{\text{вых}} = C_{22} + C_{\text{м}} + C_{L \text{св}}$, *пф*; (11.15)

C_{22} — выходная емкость транзистора на минимальной рабочей частоте, *пф*;

$C_{\text{м}}$ (10 ÷ 15) *пф* — емкость монтажа;

$C_{L \text{св}}$ (3 ÷ 8) *пф* — емкость катушки связи;

$f_{\text{а}}$ — собственная частота катушки связи, *Мгц*.

12. Коэффициент связи с контуром

$$k_{св} = m_1 \sqrt{L_K/L_{св}}, \quad (11.16)$$

где L_K — индуктивность катушки контура.

§ 11.5. Усилитель промежуточной частоты с одиночным контуром и емкостной связью с последующим каскадом

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 11.1.

Порядок расчета

1. Определяется коэффициент шунтирования контура входным сопротивлением следующего каскада и выходным сопротивлением транзистора, допустимым из условий устойчивости и обеспечения заданной эквивалентной добротности контура:

$$\psi \geq 1 - \frac{2K_y}{S \sqrt{R_{вх2} R_{22}}}, \quad (11.17)$$

где K_y — максимальный устойчивый коэффициент усиления;

S — крутизна характеристики транзистора на $f_{пр}$, $мА/в$;

$R_{вх2}$ — входное сопротивление следующего каскада на $f_{пр}$, $ком$;

R_{22} — выходное сопротивление транзистора на $f_{пр}$, $ком$.

2. Определяются необходимые конструктивные и эквивалентные затухания контура:

$$\delta_K = \frac{\psi}{Q_3}; \quad \delta_3 = \frac{1}{Q_3}. \quad (11.18)$$

3. Определяется характеристическое сопротивление контура, принимая коэффициент включения в цепь коллектора $m_1 = 1$ (полное включение):

$$\rho = \frac{1}{2} R_{22} (\delta_3 - \delta_K). \quad (11.19)$$

4. Эквивалентная емкость контура

$$C_3 \geq \frac{159}{f_{пр} \rho}, \quad nф, \quad (11.20)$$

где $f_{пр}$ — в $МГц$; ρ — в $ком$.

5. Определяется коэффициент включения контура со стороны последующего каскада

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{вх2} (\delta_3 - \delta_K)}{2\rho}}. \quad (11.21)$$

6. Общая величина емкости емкостного делителя

$$C_d = C_3 - m_1^2 C_{22}, \quad (11.22)$$

где C_{22} — выходная емкость транзистора.

7. Величины емкостей делителя:

$$C_2 \geq \frac{C_d}{m_2} - C_{11}; \quad (11.23)$$

$$C_1 \geq \frac{(C_2 + C_{11}) C_d}{C_2 + C_{11} - C_d}; \quad (11.24)$$

где C_{11} — входная емкость транзистора.

8. Эквивалентная емкость контура

$$C'_3 = C_{22}m_1^2 + \frac{(C_2 + C_{11})C_1}{C_1 + C_2 + C_{11}}, \quad (11.25)$$

если $C'_3 > C_3$, расчет произведен правильно.

9. Определяется индуктивность контура

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\text{пр}}^2 C'_3}, \quad (11.26)$$

где $f_{\text{пр}}$ — в Мгц; C'_3 — в пф.

10. Характеристическое сопротивление контура после выбора емкостей

$$\rho' = \frac{159}{f_{\text{пр}} C'_3}, \text{ ком}, \quad (11.27)$$

где $f_{\text{пр}}$ — в Мгц; C'_3 — в пф.

11. Резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = S\rho'Q_3m_2m_1, \quad (11.28)$$

где S — в $\frac{\text{ма}}{\text{в}}$; ρ' — в ком.

12. Определяется величина емкости развязывающего фильтра, задавшись его сопротивлением R_Φ , обычно $R_\Phi = (0,2 \div 1)$ ком:

$$C_\Phi \geq \frac{1 \div 2}{f_{\text{пр}} R_\Phi}, \text{ тыс. пф}, \quad (11.29)$$

где $f_{\text{пр}}$ — в Мгц; R_Φ — в ком.

Пример 11.3Б. Рассчитать транзисторный усилитель промежуточной частоты с одиночным контуром и емкостной связью с последующим каскадом (рис. 11.1).

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{\text{пр}} = 465$ кГц.

Коэффициент усиления: $K_{\text{тр}} = 12$.

Максимальный коэффициент устойчивого усиления: $K_y = 14,4$.

Входное сопротивление следующего каскада: $R_{\text{вх}2} = 1,6$ ком.

Транзистор П402 с параметрами: $E_c = 9$ в; $I_c = 1$ ма; $S = 24$ ма/в; $C_c = 10$ пф; $R_{\text{вх}2} = R_{11} = 1,6$ ком; $C_{11} = 47$ пф; $C_{22} = 20$ пф; $R_{22} = 45$ ком.

Эквивалентное качество контура: $Q_3 = 42$.

Требуется определить

Параметры включения контура m_1 и m_2 .

Резонансный коэффициент усиления K_0 .

Величины всех деталей каскада.

Расчет

1. По ф-ле (11.17) определяем коэффициент шунтирования контура, допустимый из условий устойчивости:

$$\psi \geq 1 - \frac{2K_y}{S\sqrt{R_{\text{вх}2}R_{22}}} = 1 - \frac{2 \cdot 14,4}{24\sqrt{1,6 \cdot 45}} = 0,857.$$

2. Необходимые конструктивное и эквивалентное затухания контура [ф-ла (11.18)]:

$$\delta_k = \frac{\psi}{Q_3} = \frac{0,875}{42} = 0,0204,$$

что вполне выполнимо;

$$\delta_3 = \frac{1}{Q_3} = \frac{1}{42} = 0,0238.$$

3. Характеристическое сопротивление контура при $m_1 = 1$ [ф-ла (11.19)]

$$\rho = \frac{1}{2} R_{22} (\delta_3 - \delta_K) = \frac{1}{2} 45 (0,0238 - 0,0204) = 77 \text{ ом.}$$

4. Эквивалентная емкость контура [ф-ла (11.20)]

$$C_3 \geq \frac{159}{f_{\text{пр}} \rho} = \frac{159}{0,465 \cdot 0,077} = 4550 \text{ пф.}$$

5. Коэффициент включения контура со стороны последующего каскада [ф-ла (11.21)]

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}2} (\delta_3 - \delta_K)}{2\rho}} = \sqrt{\frac{1,6 (0,0238 - 0,0204)}{2 \cdot 0,077}} = 0,188.$$

6. Общая величина емкости делителя [ф-ла (11.22)]

$$C_{\text{д}} = C_3 - m_1^2 C_{22} = 4550 - 20 = 4530 \text{ пф.}$$

7. Величины емкостей делителя:

по ф-ле (11.23)

$$C_2 \geq \frac{C_{\text{д}}}{m_2} - C_{11} = \frac{4530}{0,188} - 47 \approx 24\,000 \text{ пф}$$

принимает $C_2 = 0,025 \text{ мкф}$ типа ПО;
по ф-ле (11.24)

$$C_1 \geq \frac{(C_2 + C_{11}) C_{\text{д}}}{C_2 + C_{11} - C_{\text{д}}} = \frac{25\,000 \cdot 4530}{25\,000 - 4530} = 5550 \text{ пф}$$

принимает $C_1 = 5600 \text{ пф}$ типа ПМ-1.

8. Действительная эквивалентная емкость контура [ф-ла (11.25)]

$$C'_3 = C_{22} m_1^2 + \frac{(C_2 + C_{11}) C_1}{C_1 + C_2 + C_{11}} = 20 + \frac{25\,000 \cdot 5600}{25\,000 + 5600} = 4560 \text{ пф.}$$

Так как $C_3 = 4560 \text{ пф} > C_3 = 4550 \text{ пф}$, расчет произведен правильно.

9. Индуктивность контура [ф-ла (11.26)]

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\text{пр}}^2 C'_3} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{0,465^2 : 4560} = 25,7 \text{ мкГн.}$$

10. Характеристическое сопротивление контура после выбора емкостей [ф-ла (11.27)]

$$\rho' = \frac{159}{f_{\text{пр}} C'_3} = \frac{159}{0,465 \cdot 4560} = 0,075 \text{ ком.}$$

11. Резонансный коэффициент усиления [ф-ла (11.28)]

$$K_0 = S \rho' Q_3 m_2 m_1 = 24 \cdot 0,075 \cdot 42 \cdot 0,188 \cdot 1 = 12,3.$$

Так как $K_0 = 12,3 > K_{\text{тр}} = 12$ и $K_0 = 12,3 < K_{\text{у}} = 14,4$, расчет произведен правильно.

12. Задаемся сопротивлением развязки $R_{\text{ф}} = 510 \text{ ом}$ и определяем емкость фильтра развязки по ф-ле (11.29):

$$C_{\text{ф}} \geq \frac{1 + 2}{f_{\text{пр}} R_{\text{ф}}} = \frac{1,5}{0,465 \cdot 0,510} \approx 6,35 \text{ тыс. пф.}$$

Принимаем $C_\phi = 0,01$ мкф типа БМ.
 Величины остальных деталей (C_p, R_1, R_2, R_3, C_3) определяются так же, как в примере 11.1.

§ 11.6. Усилитель промежуточной частоты с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)

Принципиальная схема каскада с трехзвенным ФСС приведена на рис. 11.6.

Так как строгий расчет каскада УПЧ с ФСС довольно сложен, приводится метод упрощенного графического расчета.

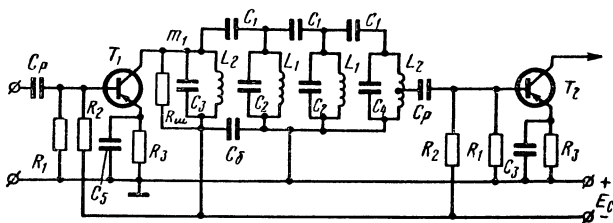


Рис. 11.6

В транзисторных приемниках в качестве согласующего сопротивления R , устанавливаемого на входе и выходе ФСС, целесообразно использовать выходное сопротивление транзистора $R_{вх 2}$ и входное сопротивление последующего каскада $R_{вх 2}$.

При этом коэффициенты включения ФСС (рис. 11.6):

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{22}}{R}}; \quad m_2 = \sqrt{R_{вх 2}/R} \quad (11.30)$$

Если принять $m_1 = 1$; $m_2 = \sqrt{R_{вх 2}/R}$, то коэффициент усиления каскада

$$K_0 = K_\phi S R m_1 m_2 = K_\phi S R \sqrt{R_{вх 2}/R} \quad (11.31)$$

или

$$K_0 = K_\phi S \sqrt{R R_{вх 2}}, \quad (11.32)$$

где K_ϕ — коэффициент передачи фильтра, определяемый по графику рис. 11.7; S — крутизна характеристики транзистора на рабочей частоте.

Порядок расчета

1. Определяется допустимая величина R , исходя из условия получения максимального устойчивого усиления:

$$R \leq \frac{K_y^2}{K_\phi^2 S^2 R_{вх 2}}, \quad \text{ком}, \quad (11.33)$$

где S — в ма/в; $R_{вх 2}$ — в ком.

2. По ф-лам (11.30) определяются коэффициенты включения фильтра m_1 и m_2 при значении R , полученном по ф-ле (11.33).

Если $m_1 > 1$, то принимается $m_1 = 1$ и необходимо поставить на вход ФСС дополнительный шунтирующий резистор $R_{ш}$, величина которого

$$R_{ш} \leq \frac{R R_{22}}{R_{22} - R}. \quad (11.34)$$

Если $m_1 \leq 1$, $m_2 \leq 1$, то сопротивление $R_{ш}$ не ставится.

3. Емкости звеньев фильтра:

$$C_1 = \frac{159}{f_{\text{пр}} R}, \text{ нф}; \quad (11.35)$$

$$C_2 = \frac{318 \cdot 10^3}{P_p R} - 2C_1, \text{ нф}; \quad (11.36)$$

$$C_3 = \frac{1}{2} C_2 - m_1^2 C_{22}, \text{ нф}; \quad (11.37)$$

$$C_4 = \frac{1}{2} C_2 - m_2^2 C_{\text{вх}}, \text{ нф}, \quad (11.38)$$

где $f_{\text{пр}}$ — в Мгц; R — в ком; P_p — расчетная полоса пропускания, кГц; $C_{\text{вх}}$ — входная емкость следующего каскада, нф.

4. Индуктивности звеньев фильтра:

$$L_1 = \frac{P_p R}{4\pi f_{\text{пр}}^2}, \text{ мкГн}; \quad (11.39)$$

$$L_2 = 2L_1, \text{ мкГн}, \quad (11.40)$$

где P_p — в кГц; $f_{\text{пр}}$ — в Мгц; R — в ком.

5. Данные остальных деталей определяются так же, как и в усилителях радиочастоты.

6. Коэффициент усиления каскада рассчитывается с помощью графика (рис. 11.7), из которого определяется коэффициент передачи фильтра $K_{\text{ф}}$ по формуле

$$K_0 = K_{\text{ф}} S R m_1 m_2, \quad (11.41)$$

где S — в $\frac{\text{мА}}{\text{В}}$; R — в ком.

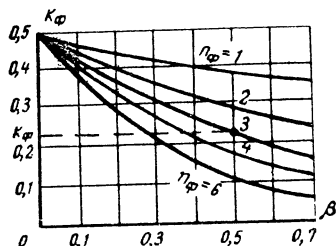


Рис. 11.7

Глава 12.

РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

§ 12.1. Общие соображения, выбор схем

Благодаря нелинейным входным характеристикам транзисторы хорошо работают в качестве преобразователей частоты.

Подробный теоретический анализ, описание различных схем и физических процессов транзисторных преобразователей частоты приведены, например, в [27, 38—40, 42].

Режим транзисторного преобразователя частоты по постоянному току практически не отличается от режима транзисторного усилительного каскада.

Основные схемы транзисторных преобразователей — это схемы с общим эмиттером, которые отличаются друг от друга типом связи с входной цепью, нагрузкой и гетеродином. Для обеспечения меньшей взаимной связи между цепями гетеродина и сигнала, а также обеспечения более высокой стабильности целесообразно подавать напряжение сигнала на базу, а гетеродина — на эмиттер. Стабилизация режима транзистора преобразователя по постоянному току осуществляется теми же методами, что и в усилительных каскадах (см параграф 3.5). Для уменьшения шунтирования транзистором контуров сигнала и гетеродина применяется неполное включение их в соответствующие цепи преобразователя частоты.

Транзисторные преобразовательные каскады делятся на две большие группы.

1. Преобразователи частоты с отдельным гетеродином

В этой схеме функции гетеродина и смесителя выполняют два отдельных транзистора (рис. 12.1). Так как смеситель хорошо работает при небольших токах коллектора, а гетеродин при сравнительно больших, то для каждого транзистора можно подобрать оптимальный режим его работы. Напряжение гетеродина вводится в цепь эмиттера смесителя с части его контура. Соответствующим подбором величины связи обеспечивается малое влияние изменения режима транзистора смесителя на частоту колебаний гетеродина.

Достоинства схемы: простота налаживания, возможность использования транзисторов с меньшей граничной частотой, возможность подбора оптимальных режимов, независимость транзисторов, работающих в смесителе и гетеродине.

Иногда для уменьшения связи контуров гетеродина и сигнала применяются буферные каскады, включаемые между транзисторами гетеродина и смесителя.

Недостатки схемы: сложность, необходимость применения двух транзисторов, увеличение расхода питания, размера и веса.

Схема применяется в переносных и настольных радиовещательных, а также в профессиональных и специальных приемниках.

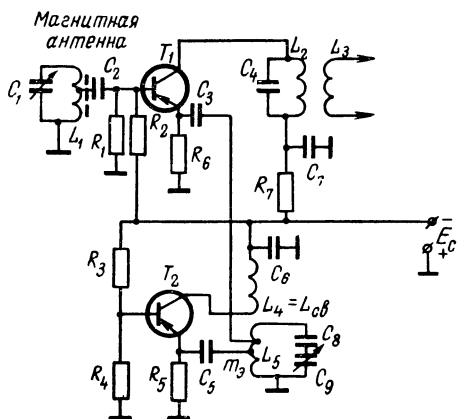


Рис. 12.1

2. Преобразователи частоты с совмещенным гетеродином

В этой схеме функции гетеродина и смесителя выполняет один транзистор (рис. 12.2). Напряжение сигнала обычно подается на базу. Связь контура гетеродина с транзистором преобразователя обычно трансформаторная или автотрансформаторная.

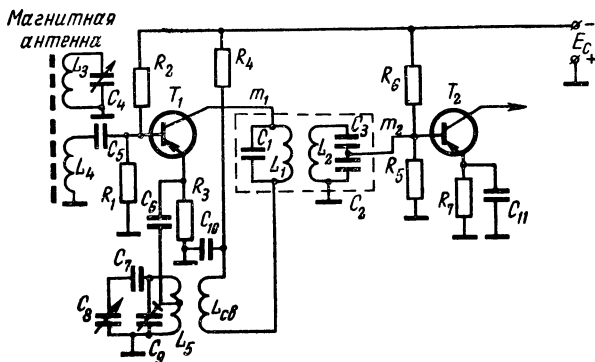


Рис. 12.2

Достоинством схемы являются ее простота, экономия транзисторов и других деталей, расхода питания, меньший размер, вес и стоимость.

Недостатками: трудность подбора оптимального режима работы смесителя и гетеродина, низкая стабильность работы, сложность налаживания, более высокий уровень нелинейных искажений.

Схема широко применяется в простейших переносных и карманных транзисторных приемниках в диапазонах длинных и средних волн, к которым предъявляются менее жесткие требования. Методика расчета обеих групп схем преобразователей частоты одинакова.

Начальная рабочая точка смесителя выбирается обычно на середине нелинейного участка входной статической характеристики транзистора.

При расчете преобразователей частоты, несмотря на то, что частоты настроек контуров в цепях базы и коллектора резко различны, внутреннюю обратную связь необходимо учитывать так же, как и в транзисторных резонансных усилителях, так как возможно самовозбуждение за счет явления обратного преобразования.

Расчет преобразователя частоты следует производить после расчета усилителя промежуточной частоты. Он состоит из расчета контура гетеродина и смесительной части.

§ 12.2. Расчет смесительной части преобразователя частоты

Методика расчета смесительной части аналогична методике, изложенной в параграфах 11.5—11.6, и зависит от вида избирательной системы в цепи коллектора преобразователя. Основная задача расчета смесительной части преобразователя — определение его коэффициента усиления, а также обеспечение согласования сравнительно большого выходного сопротивления смесительного транзистора с низким входным сопротивлением последующего каскада.

Связь избирательной системы, являющейся нагрузкой смесителя, с транзистором выполняется по таким же схемам, как и усилителей промежуточной частоты, и ее тип выбирается из тех же соображений.

Часто в качестве нагрузки преобразователя частоты используется фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) с задачей обеспечения избирательности всего приемника. При расчете смесительной части преобразователя используется известное из теории преобразования понятие крутизны преобразования, которая может быть определена из крутизны характеристики транзистора в режиме усиления.

Ниже рассматривается методика расчета смесительной части преобразователя частоты.

1. Определяются параметры транзистора в режиме преобразования:

а) крутизна преобразования

$$S_{\text{пр}} = 0,3S; \quad (12.1)$$

S определяется на максимальной частоте сигнала;

б) входное сопротивление и емкость:

$$R_{\text{вх пр}} = 2R_{11}; \quad C_{\text{вх пр}} = C_{11}; \quad (12.2)$$

R_{11} и C_{11} определяются на максимальной частоте сигнала;

в) выходное сопротивление и емкость:

$$R_{\text{вых пр}} = 2R_{22}; \quad C_{\text{вых пр}} = C_{22}; \quad (12.3)$$

R_{22} и C_{22} определяются на промежуточной частоте.

2. В связи с тем что в режиме преобразования меняются параметры транзистора и крутизна уменьшается, для обеспечения получения максимально возможного устойчивого усиления преобразователя частоты рекомендуется в избирательных системах преобразователя применить контур с более высоким характеристическим сопротивлением.

Избирательная система преобразователя частоты рассчитывается при применении одиночных контуров по пп. 1—12 параграфа 11.5, а при использовании фильтров сосредоточенной селекции по пп. 1—6 параграфа 1.6. При этом во всех формулах параметры транзистора должны заменяться на вычисленные по ф-лам (12.1)—(12.3).

3. Коэффициент усиления смесительной части преобразователя определяется по ф-ле (11.28), (11.32) или (11.41), в зависимости от типа избирательной системы, подстановкой вместо S величины $S_{\text{пр}}$ из ф-лы (12.1).

4. Вспомогательные детали и элементы схемы термокомпенсации рассчитываются так же, как описано в параграфах 11.5—11.6.

§ 12.3. Выбор и расчет схемы гетеродина

В транзисторных приемниках супергетеродинного типа используются различные схемы гетеродинов, обеспечивающие перекрытие заданного диапазона частот, требуемую амплитуду выходного напряжения и достаточную стабильность частоты генерируемых колебаний.

Подробный анализ, описание различных схем и физических процессов в транзисторных гетеродинах приведены в литературе [27, 39, 40, 42, 62].

Требуемые величины емкостей и индуктивностей контура гетеродина вычисляются при расчете сопряжения контура гетеродина с контуром входной цепи (см. параграф 12.4).

В диапазонах длинных и средних волн часто применяются схемы гетеродинов с трансформаторной и автотрансформаторной связью, а в диапазонах коротких и ультракоротких волн — с трансформаторной и емкостной. Как уже было указано выше, применение в преобразователе частоты отдельного гетеродина дает возможность подобрать его оптимальный режим работы, обеспечить высокую устойчивость и стабильность генерируемых колебаний.

Расчет отдельного гетеродина можно производить теми же методами, что и для маломощных генераторов на транзисторах с самовозбуждением [62]. Однако в связи с тем, что от гетеродина преобразователя частоты не требуется большой мощности, то практически достаточно провести упрощенный расчет, при котором определяются только коэффициент включения контура в цепь эмиттера гетеродина $m_{\text{э}}$ и индуктивность катушки связи $L_{\text{св}}$ (рис. 12.1). Порядок расчета.

1. Определяется коэффициент включения контура гетеродина в цепь эмиттера (коллектора)

$$m_{\text{э}} = \sqrt{\frac{2E_{\text{с}}}{I_{\text{с}}\rho Q_{\text{к}}}}, \quad (12.4)$$

где $E_{\text{с}}$ — напряжение на коллекторе, v ;

$I_{\text{с}}$ — ток коллектора, ma ;

ρ — характеристическое сопротивление, $ком$;

$Q_{\text{к}}$ — конструктивное качество контура гетеродина.

2. Коэффициент обратной связи

$$k_{\text{ос}} = \frac{1}{m_{\text{э}}S\rho Q_{\text{к}}}, \quad (12.5)$$

где S — в ma/v ; ρ — в $ком$.

3. Выбирается величина коэффициента взаимоиндуктивной связи катушек

$$M = 0,2 \div 0,4.$$

4. Величина индуктивности катушки обратной связи

$$L_{\text{св}} = \left(\frac{k_{\text{ос}}}{M}\right)^2 L_{\text{г}}, \quad (12.6)$$

где $L_{\text{г}}$ — индуктивность катушки контура гетеродина.

Для схемы с совмещенным гетеродином выбор режима его работы имеет существенное значение не только для определения коэффициента усиления, но и для определения условий генерации гетеродинной части преобразователя.

В преобразователях с совмещенным гетеродином (рис. 12.2) невозможно подобрать оптимальный режим и для генерирования, и для преобразования. Необходимо искать компромиссное решение. Обычно транзистор такого

преобразователя включен по схеме с общим эмиттером со стороны сигнала и по схеме с общей базой для гетеродина. Гетеродин может быть собран по любой схеме генератора с самовозбуждением, но чаще используется схема с трансформаторной и автотрансформаторной связью. Большое влияние на работу гетеродинной части преобразователя оказывает соотношение коэффициентов

включения гетеродинного контура в цепь коллектора и эмиттера транзистора.

Условие оптимального режима работы преобразователя с совмещенным гетеродином

$$k_{oc} = 2m_a, \quad (12.7)$$

где k_{oc} — коэффициент обратной связи;

m_a — коэффициент включения контура гетеродина в цепь эмиттера.

Результаты экспериментального исследования [63] преобразователей с совмещенным гетеродином показали, что наилучшие условия работы гетеродина получаются на всех частотах (диапазоны св и дв) при коэффициенте включения контура в цепь эмиттера $m_a = 0,05$. При уменьшении m_a напряжение гетеродина уменьшается, а при увеличении до значения $m_a = 0,1$ генерация срывается.

Таким образом, оптимальное условие для работы совмещенного гетеродина в преобразователе:

$$k_{oc} = 0,1; \quad m_a = 0,05. \quad (12.8)$$

§ 12.4. Сопряжение контуров супергетеродинного приемника

В супергетеродинном приемнике при любом положении ручки настройки частота гетеродина должна отличаться от частоты контуров входной цепи и УРЧ на постоянную величину, равную промежуточной частоте. Обычно ча-

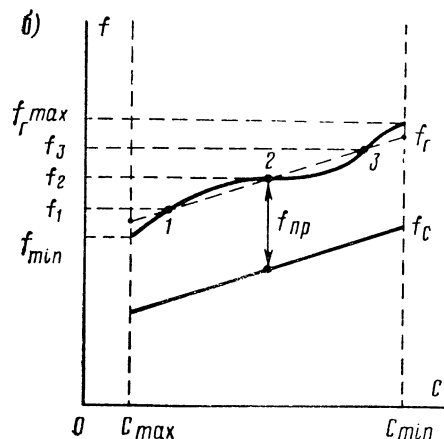
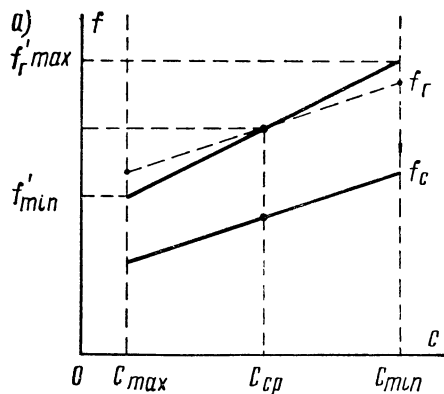


Рис. 12.3

стоту гетеродина берут выше частоты принимаемого сигнала. Так как во всех контурах применены одинаковые конденсаторы переменной емкости (блок конденсаторов), то при перестройке приемника разность частотами контура гетеродина f_r и контуров входной цепи и УРЧ f_c будет изменяться (рис. 12.3а). Для уменьшения изменения этой разности применяется сопряжение контуров. Наиболее простым является сопряжение в одной точке (рис. 12.3а), осуществляемое индуктивностью контура гетеродина. Точное сопряжение производится на средней частоте поддиапазона

$$f_{cp} = \frac{f'_{max} + f'_{min}}{2}. \quad (12.9)$$

Эквивалентная емкость переменного конденсатора на частоте

$$C_{\text{э ср}} = \frac{C_{\text{э max}} + C_{\text{э min}}}{2}. \quad (12.10)$$

Индуктивность контура гетеродина

$$L_{\Gamma} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\Gamma \text{ ср}} C_{\text{э ср}}}, \text{ мкГн}, \quad (12.11)$$

где $C_{\text{э ср}}$ — в пф; $f_{\Gamma \text{ ср}} = f_{\text{ср}} + f_{\text{пр}}$ — в Мгц.

Схема и все емкости гетеродина выбираются такими же, как в контуре входной цепи. Этот метод можно применять только на поддиапазонах с не-

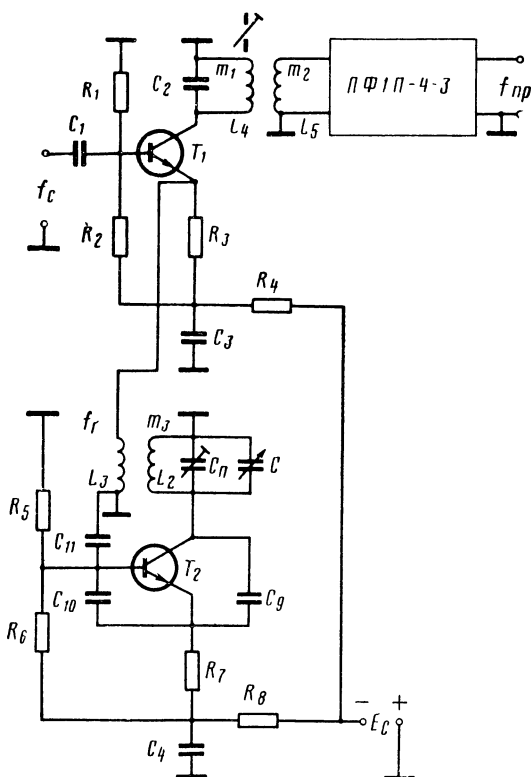


Рис. 12.4

большим коэффициентом перекрытия, например, на растянутых радиовещательных или любительских поддиапазонах кв диапазона.

При больших коэффициентах перекрытия поддиапазонов применяется сопряжение в трех точках (рис. 12.3б). Для его осуществления в контур гетеродина ставятся дополнительные емкости. Точное сопряжение осуществляется на частоте f_1 подбором (подстройкой) индуктивности контура гетеродина L_5 , на частоте f_2 — последовательной емкости C_7 и на частоте f_3 — параллельной емкости C_9 (рис. 12.2 и 12.3б). Аналитический метод расчета сложен и громоздок, поэтому на практике широкое применение нашел графический метод

с помощью номограмм (рис. 12.5—12.9). Порядок расчета приведен в примере 12.2Д.

Пример 12.1Д. Рассчитать преобразователь частоты с пьезомеханическим фильтром ПФ1П-4-3 и отдельным гетеродином (рис. 12.4) приемника для «Охоты на лис».

Исходные данные

Диапазон принимаемых частот: $f'_{min} \div f'_{max} = 3,4 \div 3,8$ Мгц.

Промежуточная частота: $f_{пр} = 465$ кГц.

Конструктивная добротность контура гетеродина: $Q_k = 100$.

Параметры контура входной цепи: $K'_{пд} = 1,12$; $C_{min} \div C_{max} = 5 \div 13$ пф
 $C_{э min} \div C_{э max} = 21 \div 39$ пф; $L_{вд} = 59,5$ мкГн; $C_{пер} = 9,5$ пф; $C_y = 7$ пф.

Максимальное устойчивое усиление: $K_y = 5$ раз.

Требуемое усиление: $K_n = 2$ раза.

Параметры фильтра ПФ1П-4-3: $R_{вх} = 2$ ком; $R_{вых} = 1$ ком; $\sigma_{вн} = 12$ дБ $\div 4$ раза.

Параметры широкополосного контура: $Q_{эш} = 18$.

Параметры транзистора микросхемы 1ММ0,6: при $I_c = 1$ ма и $U_c = 5$ в
 $S = 26$ ма/в; $R_{11} = 2,2$ ком; $R_{22} = 115$ ком; $C_{11} = 21$ пф; $C_{22} = 13$ пф;
 $C_c = 5$ пф; $h_{21e} = 60$.

Требуется определить

Резонансный коэффициент усиления K_0 .

Данные деталей контуров и каскада.

Расчет смесительной части

1. Определяем параметры транзистора в режиме преобразования частоты по ф-лам (12.1)—(12.3):

$$S_{пр} = 0,3S = 0,3 \cdot 26 = 8 \text{ ма/в};$$

$$R_{вх пр} = 2R_{11} = 2 \cdot 2,2 = 4,4 \text{ ком};$$

$$R_{вых пр} = 2R_{22} = 115 \cdot 2 = 230 \text{ ком};$$

$$C_{вых пр} = C_{22} = 13 \text{ пф}; \quad C_{вх пр} = C_{11} = 21 \text{ пф}.$$

2. Выбираем схему преобразователя частоты с общим эмиттером и отдельным гетеродином. Так как диапазон частот узкий ($K'_{пд} = 1,12$), то применим схему гетеродина с емкостной связью (рис. 12.4).

3. Согласование транзистора смесителя с фильтром осуществляем через широкополосный контур. Определяем коэффициент шунтирования контура входным сопротивлением фильтра и выходным сопротивлением транзистора, допустимый из условий обеспечения требуемого коэффициента усиления:

$$\psi_y \geq 1 - \frac{2K_n \sigma_{вн}}{S_{пр} \sqrt{R_{вых пр} R_{вх}}} = 1 - \frac{2 \cdot 2 \cdot 4}{8 \sqrt{230 \cdot 2}} = 0,91. \quad (12.12)$$

3. Определяем конструктивное и эквивалентное затухания широкополосного контура [ф-ла (11.18)]:

$$\delta_k = \frac{\psi}{Q_э} = \frac{0,91}{18} = 0,0505;$$

$$\delta_э = \frac{1}{Q_{эш}} = \frac{1}{18} = 0,0556.$$

4. Определяем характеристическое сопротивление контура по ф-ле (11.19), принимая коэффициент включения в цепи коллектора $m_1 = 1$:

$$\rho = \frac{1}{2} R_{\text{вых пр}} (\delta_э - \delta_к) = \frac{1}{2} 230 (0,0556 - 0,0505) = 0,585 \text{ ком.}$$

5. Определяем коэффициент включения контура со стороны фильтра {ф-ла (11.21)}:

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх ф}} (\delta_э - \delta_к)}{2\rho}} = \sqrt{\frac{2 (0,0556 - 0,0505)}{2 \cdot 0,587}} \approx 0,1.$$

6. Эквивалентная емкость схемы [ф-ла (11.20)]

$$C_э \geq \frac{159}{f_{\text{пр}} \rho} = \frac{159}{0,465 \cdot 0,587} = 583 \text{ пф.}$$

7. Емкость контура [ф-ла (11.22)]

$$C_2 = C_э - C_{\text{вых пр}} = 583 - 13 = 570.$$

Принимаем $C_2 = 560 \text{ пф.}$

8. Определяем действительную эквивалентную емкость схемы:

$$C'_э = C_2 + C_{\text{вых пр}} = 560 + 13 = 573 \text{ пф.}$$

9. Индуктивность контура [ф-ла (11.26)]

$$L_4 = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\text{пр}}^2 C'_э} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{0,465^2 \cdot 576} = 204 \text{ мкгн.}$$

10. Действительное характеристическое сопротивление контура [ф-ла (11.27)]

$$\rho' = \frac{159}{f_{\text{пр}} C'_э} = \frac{159}{0,465 \cdot 573} = 0,594 \text{ ком.}$$

11. Резонансный коэффициент усиления преобразователя

$$K_0 = \frac{S_{\text{пр}} \rho' Q_э m_2}{\sigma_{\text{вн}}} = \frac{8 \cdot 0,594 \cdot 18 \cdot 0,1}{4} = 2,13. \quad (12.13)$$

Так как $K_r = 2 < K_0 = 2,13 < K_y = 5$, то расчет произведен правильно.

12. Индуктивность катушки связи с фильтром, приняв $k_{\text{св}} = 0,4$ [ф-ла (11.16)],

$$L_5 = L_4 \frac{m_2^2}{k_{\text{св}}^2} = 204 \frac{0,1^2}{0,4^2} = 12,7 \text{ мкгн.}$$

13. Величины деталей, определяющих режим транзисторов, фильтров в цепи питания и элементов связи, определяют так же, как в примере 11.1.

Расчет гетеродинной части

14. Частоту гетеродина принимаем выше частоты сигнала. Так как диапазон узкий ($K'_{\text{пд}} = 1,12$), сопряжение контуров будем производить только в одной точке, на средней частоте поддиапазона [ф-ла (12.9)]:

$$f_{\text{ср}} = \frac{f'_{\text{max}} + f'_{\text{min}}}{2} = \frac{3,8 + 3,4}{2} = 3,6 \text{ Мгц.}$$

15. Эквивалентная емкость переменного конденсатора на $f_{\text{ср}}$ [ф-ла (12.10)]

$$C_{\text{э ср}} = \frac{C_{\text{э max}} + C_{\text{э min}}}{2} = \frac{39 + 31}{2} = 35 \text{ нф.}$$

16. Индуктивность контура гетеродина [ф-ла (12.11)]

$$L_2 = \frac{2,53 \cdot 10^4}{f_{\text{г ср}}^2 \cdot C_{\text{э ср}}} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{4,06^2 \cdot 35} = 44 \text{ мкГн.}$$

где $f_{\text{г ср}} = f_{\text{ср}} + f_{\text{пр}} = 3,6 + 0,465 \approx 4,06 \text{ МГц.}$

17. Величина сопротивления, стабилизирующего эмиттерный ток, принимая $U_{\text{me min}} = 60 \text{ мВ}$ и $I_{\text{е нач}} = 1 \text{ ма}$:

$$R_7 = R_c \geq \frac{U_{\text{me min}}}{0,15 I_{\text{е нач}}} = \frac{60}{0,15 \cdot 1} \approx 400 \text{ ом.}$$

Принимаем $R_7 = 1 \text{ ком.}$

18. Полное сопротивление контура гетеродина при резонансе на максимальной частоте

$$R_{\text{ос max}} = \frac{Q_k \cdot 10^3}{2\pi f'_{\text{max}} (\text{МГц}) \cdot C_{\text{э min}} (\text{нф})} = \frac{100 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 3,8 \cdot 31} = 135 \text{ ком.} \quad (12.14)$$

19. Принимая коэффициент обратной связи $k_{\text{св}} = 0,4$, определяем коэффициент связи транзистора с колебательным контуром:

$$m = \sqrt{\frac{(1 + k_{\text{св}})^2}{k_{\text{св}} R_{\text{ос}} (\text{ком}) S \left(\frac{\text{ма}}{\text{в}}\right) \left(1 - \frac{k_{\text{св}}}{h_{21\text{е}}}\right)}} = \sqrt{\frac{(1 + 0,4)^2}{0,4 \cdot 135 \cdot 26 \left(1 - \frac{0,4}{60}\right)}} = 0,0374. \quad (12.15)$$

20. Определяем величины емкостей контура на максимальной частоте поддиапазона:

а) вспомогательные емкости

$$C_1 = C_y = 7 \text{ нф;}$$

$$C_2 = \frac{C_{\text{э min}} (1 + k_{\text{св}})}{m} = \frac{31 (1 + 0,4)}{0,0374} = 1160 \text{ нф;} \quad (12.16)$$

$$C_3 = \frac{C_{\text{э min}} (1 + k_{\text{св}})}{mk_{\text{св}}} = \frac{31 (1 + 0,4)}{0,0374 \cdot 0,4} = 2900 \text{ нф;} \quad (12.17)$$

$$C'_1 = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = \frac{1160 \cdot 2900}{1160 + 2900} = 830 \text{ нф;} \quad (12.18)$$

б) действительные емкости контура

$$C_9 = C_2 - C_{22} = 1160 - 13 \approx 1150 \text{ нф;} \quad (12.19)$$

$$C_{10} = C_3 - C_{11} = 2900 - 21 \approx 2880 \text{ нф.} \quad (12.20)$$

$$C_{11} = \frac{C_1 C'_1}{C'_1 - C_1} = \frac{7,0 \cdot 830}{830 - 7,0} \approx 7,1 \text{ нф;}$$

в) проверим правильность вычислений:

$$k'_{св} = \frac{C_2}{C_3} = \frac{1160}{2900} = 0,4; \quad (12.21)$$

$$m' = \frac{C_{э \text{ min}}}{C'_1} = \frac{31}{830} = 0,0374. \quad (12.22)$$

Так как $k'_{св} = k_{св}$ и $m' = m$ (п. 19), емкости вычислены правильно.

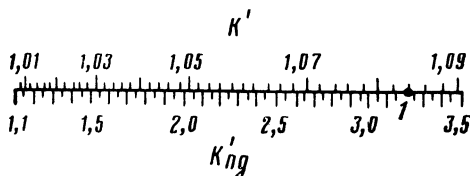


Рис. 12.5

21. Задавшись коэффициентов связи между катушками L_2 и L_3 , $m_3 = 0,1$ и $k_{тк} = 0,3$, получим

$$L_3 = L_2 \frac{m_3^2}{k_{тк}^2} = 44 \frac{0,1^2}{0,3^2} = 4,9 \text{ мкГн}. \quad (12.23)$$

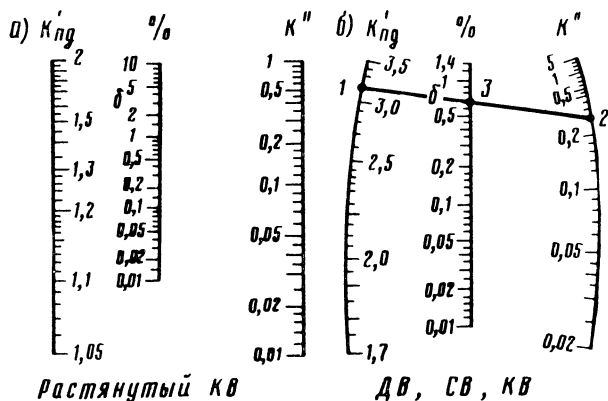


Рис. 12.6

Пример 12.2Д. Рассчитать преобразователь частоты радиоприемника для «Охоты на лис» с совмещенным гетеродином (рис. 12.2).

Исходные данные

Диапазон принимаемых частот: $f' = 515 \div 1640$ кГц.

Параметры контура входной цепи: $L_{вх} = 226$ мкГн; $C_{п \text{ ср}} = 12,5$ пФ; $k'_{нд} = 3,2$; $C_3 = (5 \div 385)$ пФ; $C_{сх} = 37,5$ пФ.

Остальные, как в примере 12.1Д.

Требуется определить

Данные деталей контуров и каскада.

Расчет

Расчет смесительной части производится так же, как в примере 12.1Д.

Расчет гетеродинной части

1. Так как коэффициент перекрытия поддиапазона большой ($k'_{\text{пд}} = 3,2$), сопряжение контуров будем осуществлять в трех точках поддиапазона. Расчет ведем графическим методом по номограммам.

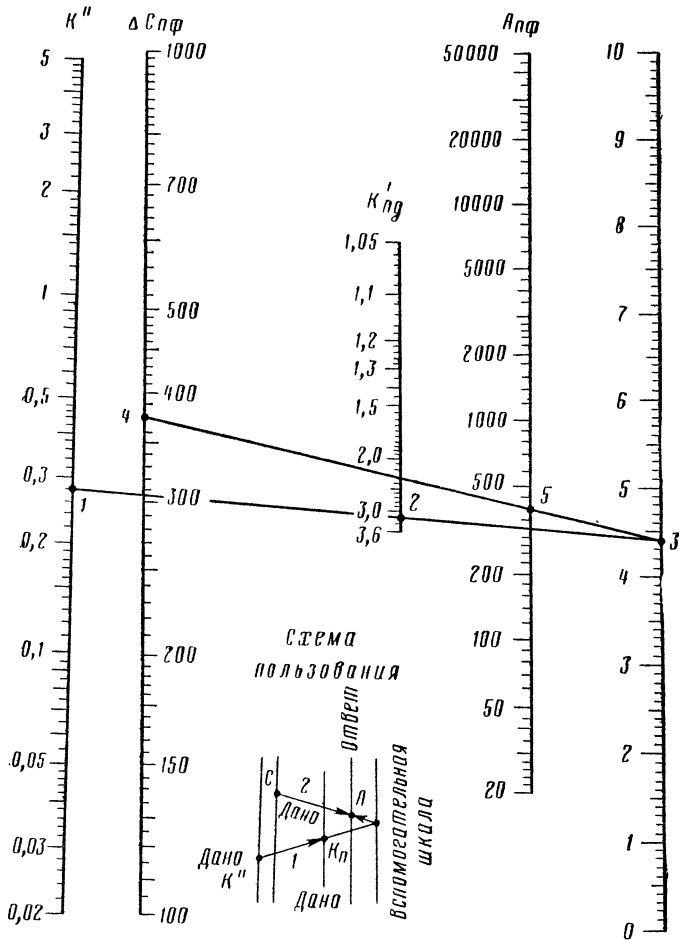


Рис. 12.7

2. Пользуясь номограммой рис. 12.5, по $k'_{\text{пд}} = 3,2$ определяем вспомогательный коэффициент $k' = 1,082$ (точка 1 на рис. 12.5) и вычисляем коэффициент:

$$k'' = \frac{f_{\text{пр}}}{f'_{\text{max}}} = \frac{465}{1640} = 0,283. \quad (12.24)$$

3. Частоты точного сопряжения (рис. 12.3б):

$$f_1 = f'_{min} k' = 515 \cdot 1,082 = 560 \text{ кГц}; \quad (12.25)$$

$$f_2 = \sqrt{f'_{max} f'_{min}} = \sqrt{515 \cdot 1640} = 922 \text{ кГц}; \quad (12.26)$$

$$f_3 = \frac{f'_{max}}{k'} = \frac{1640}{1,082} = 1510 \text{ кГц}. \quad (12.27)$$

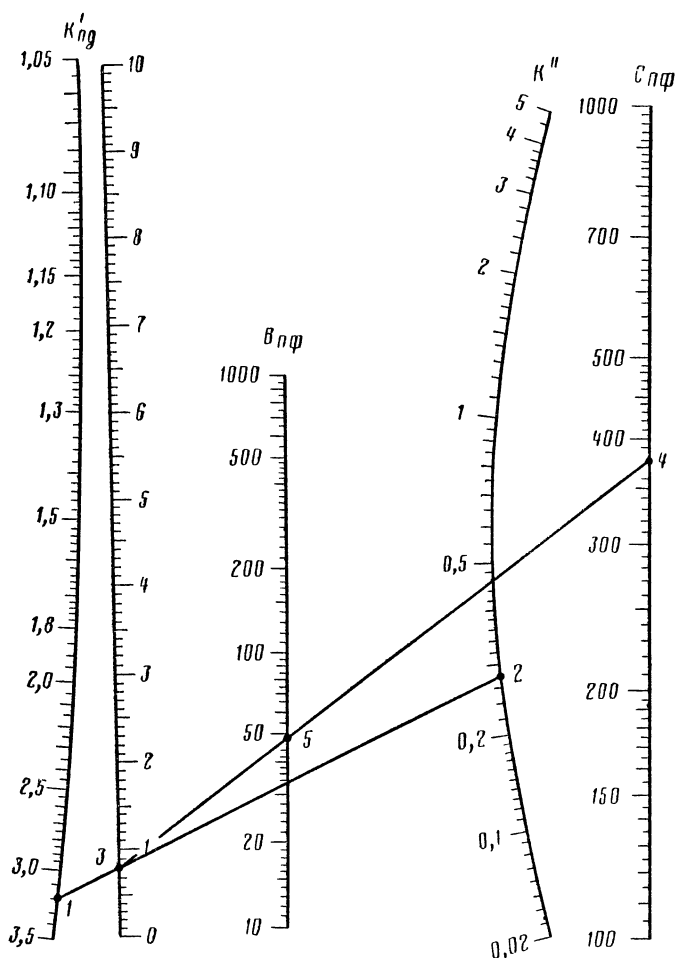


Рис. 12.8

4. По номограмме рис. 12.6 определяем максимальную относительную не- точность сопряжения, беря за исходные $k'_{пд} = 3,2$ (точка 1) и $k'' = 0,283$ (точка 2). Получаем $\delta = 0,7\%$ (точка 3), что вполне допустимо.

5. Определяем изменение емкости переменного конденсатора [ф-ла (10.6)]:

$$\Delta C = C_{max} - C_{min} = 385 - 5 = 380 \text{ пф.}$$

6. По номограмме рис. 12.7 определяем, используя $k'' = 0,283$ (точка 1) и $k'_{\text{пд}} = 3,2$ (точка 2), вспомогательную точку 3. Через точку 3 и $\Delta C = 380$ пф (точка 4) определяем вспомогательную величину $A = 400$ пф (точка 5).

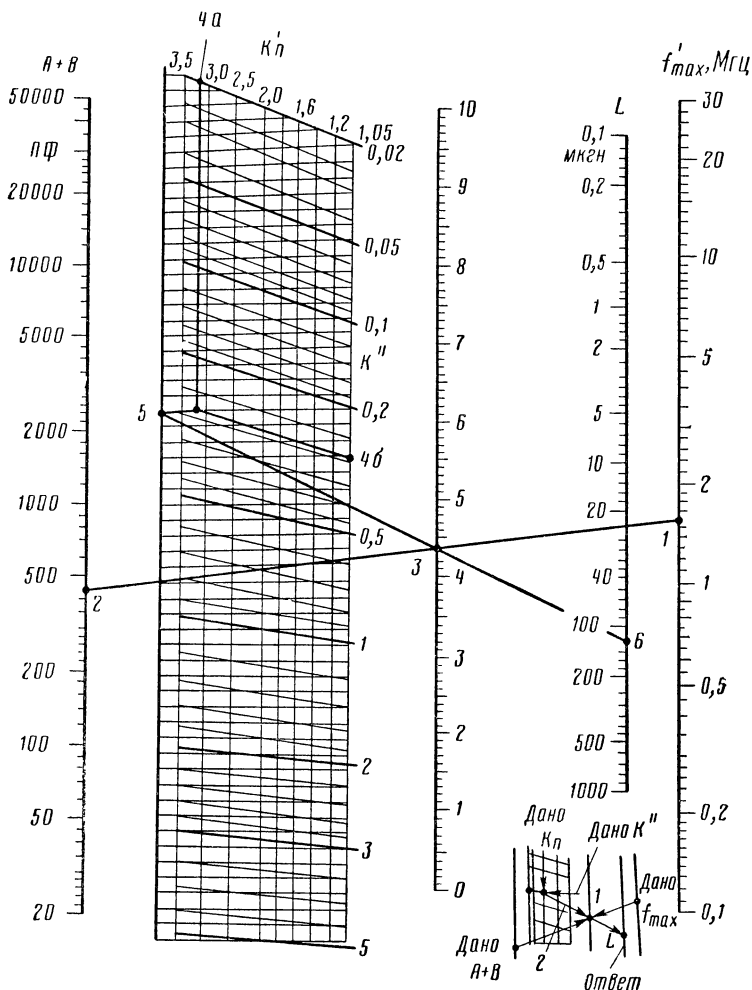


Рис. 12.9

7. По номограмме рис. 12.8 определяем, используя $k'_{\text{пд}} = 3,2$ (точка 1) и $k'' = 0,283$ (точка 2), вспомогательную точку 3. Через точку 3 и $\Delta C = 380$ пф (точка 4) определяем вспомогательную величину $B = 50$ пф (точка 5).

8. Определяем емкости контура гетеродина, принимая $C_{\text{п ср}} = 12,5$ пф = C_9 :

$$C_9 = B - C_{\text{п ср}} = 50 - 12,5 = 37,5 \text{ пф} \approx C_{\text{сх}},$$

поэтому параллельный конденсатор не ставим;

$$C_7 = A = 400 \text{ нф.}$$

Принимаем C_9 типа КПК-М 5/20; $C_7 = 390 \text{ нф.}$

9. По номограмме рис. 12.9 определяем индуктивность катушки контура тетеродина:

$$L_{\Gamma} = 180 \text{ мкГн.}$$

Глава 13.

РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОГО И ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРОВ

§ 13.1. Общие соображения, выбор схем

Характерными особенностями детекторов, работающих в транзисторных радиоприемниках, являются:

— малое сопротивление нагрузки, обусловленное необходимостью согласования с низким входным сопротивлением транзисторных усилителей низкой частоты;

— сравнительно небольшой уровень подводимых сигналов в малогабаритных приемниках.

Теоретический анализ, описание различных схем полупроводниковых диодных и транзисторных детекторов можно найти, например, в [27, 38—40, 42] и др. В транзисторных приемниках применяются полупроводниковые диодные и транзисторные детекторы.

Различаются две основные схемы амплитудных полупроводниковых диодных детекторов — последовательная (рис. 13.1) и параллельная (рис. 13.2). Последовательная схема применяется, когда источник сигнала (контур) не находится под постоянным напряжением. Параллельная схема применяется, когда источник сигнала (контур) находится под постоянным напряжением и передача сигнала на детектор осуществляется через разделительный конденсатор.

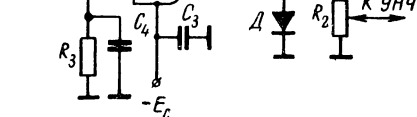


Рис. 13.2

В транзисторных профессиональных приемниках и настольных радиовещательных приемниках высшего и первого классов обычно применяется линейный режим детектирования, при котором на детектор подается амплитуда сигнала порядка $0,2 \div 0,5 \text{ в.}$

В линейном режиме детектирования коэффициент передачи детектора $K_d \approx 0,6$ и не зависит от амплитуды подводимого сигнала.

В переносных и карманных радиовещательных приемниках для обеспечения высокой чувствительности при малых размерах и весе применяется исключительно режим квадратичного детектирования (детектирование слабых сигналов). При этом напряжение на выходе детекторного каскада [Ф-ла (6.2)]

$$U_{\text{д вых}} = U_{\text{д вх}} m K_d \quad (K_d = A U_{\text{д вх}}),$$

где $U_{\text{д вх}}$ — напряжение на входе детектора, m — коэффициент модуляции.

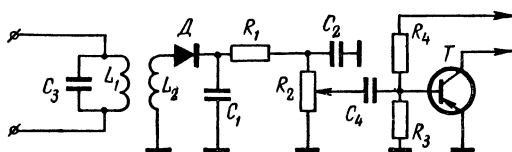


Рис. 13.1

При детектировании слабых сигналов коэффициент передачи и входное сопротивление детектора зависят от амплитуды сигнала на входе. Минимально допустимое подводимое к детектору напряжение, при котором линейные искажения не превосходят допустимой величины $U_{д вх} = 60 \div 80$ мВ, при этом $K_d = 0,15$. При

$$U_{д вх} = (0,1 \div 0,6) в; K_d = 0,2 \div 0,4.$$

Особенностью полупроводникового диода является наличие сравнительно небольшого обратного сопротивления $R_{обр}$, чем и обусловлено его сравнительно низкое входное сопротивление. Для последовательного одного детектора [ф-ла (6.1)]

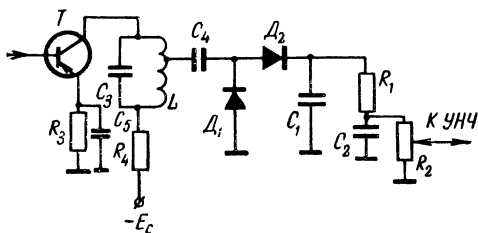


Рис. 13.3

$$R_{вх} = \frac{R_H}{2 + 3R_H/R_{обр}}.$$

Однако в транзисторных приемниках в связи с необходимостью применения низкого сопротивления нагрузки детектора большей частью $R_{обр} \gg R_H$ и тогда можно считать входное сопротивление полупроводниковых диодных детекторов:

а) при детектировании больших напряжений: последовательного детектора (рис. 13.1)

$$R_{вх} = R_H/2; \quad (13.1)$$

параллельного детектора (рис. 13.2)

$$R_{вх} = R_H/3; \quad (13.2)$$

б) при детектировании малых напряжений:

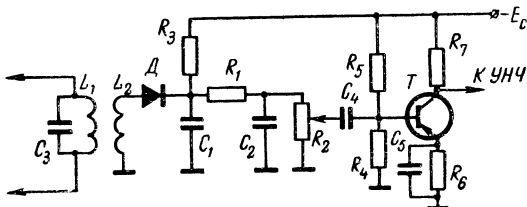


Рис. 13.4

последовательного однополупериодного детектора

$$R_{вх} = \frac{R_H}{2K_d}; \quad (13.3)$$

последовательного с удвоением напряжения (рис. 13.3)

$$R_{вх} = \frac{R_H}{4K_d}. \quad (13.4)$$

При $R_{обр} \approx R_H$ для последовательного диодного детектора

$$R_{вх} = \frac{R_H}{3}. \quad (13.5)$$

Для увеличения коэффициента передачи детектора при малом сопротивлении нагрузки необходимо работать на таком участке характеристики диода,

где его внутреннее сопротивление мало по сравнению с сопротивлением нагрузки. Для уменьшения внутреннего сопротивления диода необходимо выбрать его рабочую точку при небольшом положительном смещении порядка $0,5 \div 0,1$ в (рис. 13.4).

Транзисторные амплитудные детекторы (рис. 13.5) применяются сравнительно недавно, и их свойства еще недостаточно изучены.

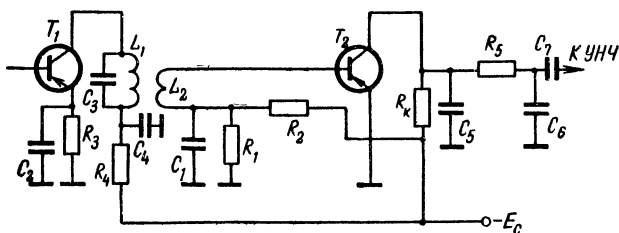


Рис. 13.5

Преимущества транзисторных детекторов:

- возможность получения усиления при детектировании;
- легкость согласования с низким входным сопротивлением входной ступени УНЧ;
- меньшие нелинейные искажения, особенно при детектировании слабых сигналов.

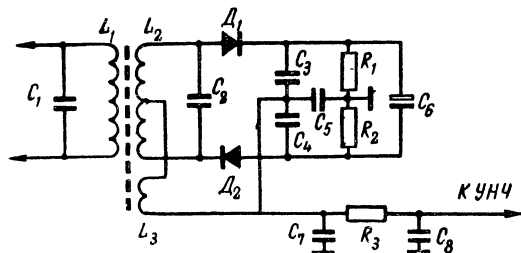


Рис. 13.6

Недостатки транзисторных детекторов:

- зависимость усилительных свойств от частоты;
- большая сложность схемы,
- низкое входное сопротивление;
- большая зависимость параметров детектирования от температуры окружающей среды;
- увеличение нелинейных искажений при большей амплитуде сигнала.

Схемы детекторных каскадов отличаются от схем усилителей низкой частоты только режимом транзистора, рабочая точка которого выбирается на участке максимальной крутизны характеристики при отрицательном смещении на базе порядка $0,10 \div 0,15$ в, которое задается делителем $R_1 R_2$ (рис. 13.5).

Транзисторные детекторы пока еще применяются редко.

Из частотных детекторов наибольшее распространение получили дробные детекторы, не требующие применения в приемнике амплитудного ограничителя (рис. 13.6).

§ 13.2. Расчет амплитудного полупроводникового диодного детектора

1. Как было показано ранее, для диодного детектора транзисторного приемника диоды рекомендуется выбирать, исходя из условия

$$R_{обр} \gg R_n \gg R_{пр}, \quad (13.6)$$

где

$$R_{обр} = U_{обр}/I_{обр}; \quad R_{пр} = U_{пр}/I_{пр}. \quad (13.7)$$

2. В транзисторных приемниках для увеличения входного сопротивления детектора часто идут на уменьшение его коэффициента передачи. При этом нагрузка детектора составляется в виде делителя из двух сопротивлений R_1 и R_2 (рис. 13.1). Чем больше R_1 , тем больше входное сопротивление детектора и меньше его коэффициент передачи.

Так как обычно сопротивление R_2 шунтируют емкостью C_2 , то при этом происходит дополнительно улучшение фильтрации высокочастотного напряжения.

3. Для увеличения входного сопротивления детектора сопротивление R_2 желательно выбирать как можно больше.

Однако его нельзя выбирать слишком большим, так как ввиду малого входного сопротивления транзисторных каскадов УНЧ сопротивления нагрузки детектора постоянному и переменному (низкочастотному) токам будут сильно отличаться друг от друга и могут возникнуть недопустимые нелинейные искажения.

Как известно, условием практического отсутствия нелинейных искажений является отношение

$$\frac{R_n \sim}{R_{н=}} \geq 0,8. \quad (13.8)$$

При этом условии величина сопротивлений делителя:

$$R_2 \leq 0,1R_n + \sqrt{0,01R_n^2 + 0,2R_nR_{вхн}}, \quad (13.9)$$

$$R_1 = R_n - R_2, \quad (13.10)$$

где $R_{вхн}$ — входное сопротивление каскада УНЧ.

При $4R_n > R_{вхн} > 0,1R_n$ рекомендуется пользоваться номограммой, приведенной на рис. 13.7, где на горизонтальной оси отложено сопротивление нагрузки детектора R_n , а на вертикальной — величина сопротивления R_2 . Графики составлены для различных значений входного сопротивления каскада УНЧ $R_{вхн}$, приведенных с правой стороны от графиков. При этом по таблице номинальных величин принимается меньшее значение.

При

$$R_{вхн} \geq 4R_n \quad R_2 \leq R_n; \quad R_1 = 0. \quad (13.11)$$

Поле I — вверх слева от графиков рис. 13.7.

При

$$R_{вхн} \leq 0,01R_n \quad R_2 = 0,2R_n; \quad R_1 \geq 0,8R_n. \quad (13.12)$$

Поле II — вниз справа от графиков рис. 13.7

Пример 13.1. Рассчитать амплитудный полупроводниковый последовательный диодный детектор транзисторного карманного приемника (рис. 13.1).

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{пр} = 465$ кГц.

Входное сопротивление детектора: $R_{вх} = 4,6$ ком.

Входное сопротивление каскада УНЧ: $R_{вхн} = 2,4$ ком.

Диапазон звуковых частот: $F = 150 \div 4000$ гц.

Диод — типа 9ДБ.

Коэффициент передачи напряжений: $K_d = 0,3$.

Входное напряжение детектора: $U_{двх} = 0,2$ в.

Требуется определить

Величины сопротивлений нагрузки R_1 и R_2 .

Величины емкостей C_1 и C_2 .

Расчет

1. Определяем сопротивление нагрузки детектора по ф-ле (13.3), учитывая, что для диода Д9Б $R_{обр} \gg R_{уп}$:

$$R_H = 2K_d R_{вх} = 2 \cdot 0,3 \cdot 4,6 = 2,76 \text{ ком.}$$

2. Так как сопротивление нагрузки детектора одного порядка со входным сопротивлением УНЧ, величины сопротивлений делителя R_1 и R_2 определяются по номограмме (рис. 13.7).

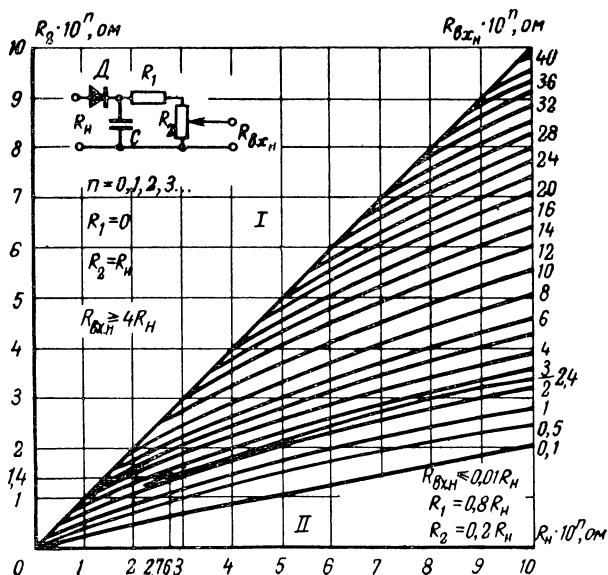


Рис. 13.7

Откладываем на графике значение $R_H = 2,76$ ком и проводим из этой точки вертикальную линию до пересечения с графиком для $R_{вхн} = 2,4$ ком. Получаем $R_2 = 1,4$ ком.

Принимаем $R_2 = 1,2$ ком типа СПО.

По ф-ле (13.10) определяем:

$$R_1 = R_H - R_2 = 2,76 - 1,2 = 1,56 \text{ ком.}$$

Принимаем $R_1 = 1,5$ ком типа МЛТ-0,25.

3. Общее сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{н\sim} = R_1 + \frac{R_2 R_{вхн}}{R_2 + R_{вхн}} = 1,5 + \frac{1,2 \cdot 2,4}{1,2 + 2,4} = 2,3 \text{ ком.} \quad (13.13)$$

4. Сопротивление нагрузки постоянному току [ф-ла (13.10)]

$$R_H = R_1 + R_2 = 1,5 + 1,2 = 2,7 \text{ ком.}$$

Так как $R_H \sim / R_{H\equiv} = 2,3/2,7 = 0,85 > 0,8$ [ф-ла (13.8)], то нелинейные искажения не будут превышать нормы.

5. Величина эквивалентной емкости, шунтирующей нагрузку детектора:

$$C_э \leq \frac{240 \cdot 10^3}{F_{в(кГц)} R_{\equiv(ком)}} = \frac{240 \cdot 10^3}{4 \cdot 2,7} = 14,8 \cdot 10^3 \text{ пф.} \quad (13.14)$$

6. Величина емкости C_2 , обеспечивающая фильтрацию на промежуточной частоте:

$$C_2 \geq \frac{(0,5 \div 0,8) \cdot 10^3}{f_{\text{пр}}(МГц) R_2(ком)} = \frac{0,8 \cdot 10^3}{0,465 \cdot 1,2} = 1,43 \cdot 10^3 \text{ пф.} \quad (13.15)$$

Принимаем $C_2 = 6800 \text{ пф.}$

8. Проверяем величину эквивалентной емкости:

$$C'_э = C_1 + C_2 = 6800 + 6800 = 13600 \text{ пф.} \quad (13.17)$$

Так как $C'_э = 13600 < C_э = 14800 \text{ пф.}$, то расчет произведен правильно.

§ 13.3. Расчет транзисторного детектора

Схема транзисторного детектора, применяемого обычно на практике, приведена на рис. 13.5.

1. В транзисторном детекторе рекомендуется применять транзистор такого же типа, как и в каскадах УПЧ.

2. Крутизна детектирования

$$S_d \approx \frac{S}{2,5 + 3,3}, \quad (13.18)$$

где S — крутизна характеристики транзистора на промежуточной частоте.

3. Выбирается величина нагрузки в коллекторной цепи детектора из соображений

$$R_K \geq (5 \div 10) R_{вхн}, \quad (13.19)$$

где $R_{вхн}$ — входное сопротивление первого каскада УНЧ.

4. Эквивалентное сопротивление нагрузки детектора

$$R_э = \frac{R_K R_{вхн}}{R_K + R_{вхн}}. \quad (13.20)$$

5. Коэффициент передачи детектора

$$K_d = S_d R_э, \quad (13.21)$$

где $R_э$ — в ком, S_d — в ма/в.

6. Емкость в цепи коллектора определяется из условий допустимых частотных искажений на верхних частотах

$$C_б \leq \frac{159 \sqrt{M_b^2 - 1}}{F_b R_э}, \quad (13.22)$$

где F_b — верхняя частота модуляции, кГц; $R_э$ — в ком; M_b — коэффициент частотных искажений на F_b .

7. Входное сопротивление и входная емкость детектора:

$$R_{вх л} = \frac{aR_{вх}}{1 + \left(\frac{F_{пр в} C_{вх}}{159} \right)^2} aR_{вх} r_{в}, \text{ ком}; \quad (13.23)$$

$$C_{вх л} = \frac{bC_{вх}}{1 + \left(\frac{f_{пр в} C_{вх} r_{в}}{159} \right)^2}, \text{ пф}, \quad (13.24)$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*;
 $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора, *ком*;
 $r_{в}$ — распределенное сопротивление базы, *ком*;
 $C_{вх}$ — входная емкость транзистора, *пф*;

$$a = 3 \div 4; \quad b = 0,25 \div 0,33.$$

Коэффициенты a и b получены экспериментально и справедливы при $U_{м вх} \geq (0,1 \div 0,15) \text{ в}$.

С уменьшением $U_{м вх}$ коэффициент a увеличивается, а b уменьшается.
 8. Определяются сопротивления R_1 и R_2 в цепи делителя. Задаются сопротивлением $R_1 = 0,5 \div 1 \text{ ком}$, тогда

$$R_2 = \frac{R_1 (E_c - U_{в0})}{U_{в0}}, \quad (13.25)$$

при этом для транзисторного детектора рекомендуется принимать напряжение на базе в рабочей точке

$$U_{в0} = (0,05 \div 0,1) \text{ в}.$$

9. Емкость, шунтирующая сопротивление R_1 ,

$$C_1 \geq \frac{800}{F_{н} R_1}, \text{ мкф}, \quad (13.26)$$

где $F_{н}$ — нижняя частота модуляции, *гц*; R_1 — в *ком*.

§ 13.4. Расчет частотного детектора

В настоящее время известно большое число различных схем частотных детекторов, подробные описания которых и методика расчета приведены в литературе [27, 38—40, 42].

В радиовещательных и радиолюбительских транзисторных приемниках широкое применение нашел детектор отношений, часто называемый в литературе дробным частотным детектором. Эта схема работает при наличии паразитной амплитудной модуляции сигнала и не требует применения амплитудного ограничителя. Схема детектора отношений приведена на рис. 13.6.

1. Величинами сопротивлений R_1 и R_2 обычно задаются, принимая $R_1 = R_2 = (5 - 10) \text{ ком}$, или их рассчитывают по номограмме рис. 13.7. Сопротивления фильтра на выходе детектора принимаются $R_3 = R_4 = R_{вх унч}$. Емкости конденсаторов C_3 , C_4 и C_7 рассчитываются из условий минимальных искажений:

$$C_3 = C_4 = C_7 \leq \frac{(4 - 5) \cdot 10^5}{F_{в} R_1}, \text{ пф}, \quad (13.27)$$

где R_1 — в *ком*; $F_{в}$ — в *кГц*.

2. Эквивалентные добротности контуров $C_1 L_1$ и $C_2 L_2$ выбирают $Q_3 = 50 - 75$, при этом для хорошего подавления амплитудной модуляции и малых нелинейных искажений необходимо, чтобы конструктивная их добротность $Q_k = (2 - 3) Q_3$. Величины деталей контура ($C_1 L_1$ и $C_2 L_2$) принимаются такими же, как и в УПЧ.

3. Добротность и индуктивность катушки L_3 выбираются так:

$$L_3 = (0,25 \div 0,5) L_1; \quad Q_3 = 40 \div 60. \quad (13.28)$$

4. Конструктивные коэффициенты связи между индуктивностями L_1 и L_2 , а также L_1 и L_3 :

$$k_{св\ 12} = \frac{0,5}{Q_3}; \quad k_{св\ 13} = \frac{0,35 \div 0,45}{Q_3}. \quad (13.29)$$

5. Коэффициент включения первичного контура $L_1 C_1$ в цепь транзистора последнего каскада УПЧ

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_{oe}} \left(\frac{Q_k}{Q_3} - 1 \right)}, \quad (13.30)$$

где R_{oe} — резонансное сопротивление контура;
 Q_k — конструктивная добротность контура;
 R_{22} — выходное сопротивление транзистора УПЧ.

Если окажется, что $m_1 > 1$, то принимаем $m_1 = 1$, а параллельно контуру подключается шунтирующее сопротивление

$$R_{ш} = \frac{R_{oe}}{\frac{Q_k}{Q_3} - \frac{R_{oe}}{R_{22}} - 1}. \quad (13.31)$$

6. Емкость электролитического конденсатора

$$C_6 = \frac{0,1 \div 0,25}{R_1} \cdot 10^3, \text{ мф}, \quad (13.32)$$

где R_1 — в ком.

Пример 13.3. Рассчитать частотный полупроводниковый детектор транзисторного приемника (детектор отношений, рис. 13.6).

Исходные данные

Промежуточная частота: $f_{пр} = 6,5 \text{ Мгц}$.

Девияция частоты: $\Delta f_{max} = 75 \text{ кгц}$.

Верхняя частота модуляции: $F_B = 12 \text{ кгц}$.

Параметры контура: $L_1 = L_2 = 2 \text{ мкгн}$.

Параметры УНЧ: $R_{вх\ унч} = 10 \text{ ком}$; $C_{вх\ унч} = 3 \text{ тыс. нф}$.

Параметры транзистора ГТ310Б: $C_{22} = 11,8 \text{ нф}$; $R_{22} = 110 \text{ ком}$; $S = 26 \text{ ма/в}$.

Параметры диода Д2Е: $S_d = 5 \text{ ма/в}$; $C_d = 1 \text{ нф}$.

Требуется определить

Коэффициент передачи детектора K_d .

Величины всех деталей схемы.

Расчет

1. В соответствии с пп. 1—3 задаемся величинами (рис. 13.6): $R_1 = R_2 = 6,2 \text{ ком}$; $R_3 = R_4 = R_{вх\ унч} = 10 \text{ ком}$; $Q_3 = 60$; $Q_k = 150$; $Q_3 = 50$.

2. Индуктивность катушки [ф-ла (13.28)]

$$L_3 = 0,4L_1 = 0,4 \cdot 2 = 0,8 \text{ мкгн}.$$

3. Конструктивные коэффициенты связи между индуктивностями L_1 и L_2 [ф-ла (13.29)]

$$k_{св} = \frac{0,5}{Q_3} = \frac{0,5}{60} = 0,0083;$$

между индуктивностями L_1 и L_3 [ф-ла (13.29)]

$$k_{св\ 13} = \frac{0,4}{Q_3} = \frac{0,4}{50} = 0,008.$$

4. Собственное резонансное сопротивление контура

$$R_{oe} = 2\pi f_{пр} L_1 Q_K \cdot 10^{-3} = 2\pi \cdot 6,5 \cdot 2 \cdot 150 \cdot 10^{-3} = 12,3 \text{ ком}, \quad (13.33)$$

где $f_{пр}$ — в МГц; L_1 — в мкГн.

5. Коэффициент включения контура $L_1 C_1$ в коллекторную цепь транзистора [ф-ла (13.30)]

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_{oe}} \left(\frac{Q_K}{Q_3} - 1 \right)} = \sqrt{\frac{110}{12,3} \left(\frac{150}{60} - 1 \right)} \approx 3,6.$$

Так как $m_1 > 1$, то принимаем $m_1 = 1$ и параллельно контуру подключаем шунтирующее сопротивление (или применяем контуры с меньшей добротностью Q_K) [ф-ла (13.31)]:

$$R_{ш} = \frac{R_{oe}}{\frac{Q_K}{Q_3} - \frac{R_{oe}}{R_{22}} - 1} = \frac{12,3}{\frac{150}{60} - \frac{12,3}{110} - 1} = 8,8 \text{ ком}.$$

6. Емкости нагрузок диодов [ф-ла (13.27)]

$$C_3 = C_4 = C_7 = \frac{4,5 \cdot 10^5}{F_B R_1} = \frac{4,5 \cdot 10^5}{12 \cdot 6,2} \approx 6 \cdot 10^3 \text{ пф}.$$

7. Емкость электролитического конденсатора [ф-ла (13.32)]

$$C_6 = \frac{0,2 \cdot 10^3}{R_1} = \frac{0,2 \cdot 10^3}{6,2} \approx 32 \text{ мф}.$$

Глава 14

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

§ 14.1. Общие соображения

Расчет усилителя низкой частоты (УНЧ) необходимо начинать с мощного оконечного (выходного) каскада, который обычно является усилителем мощности.

Оконечные каскады УНЧ, обеспечивающие большую выходную мощность, чаще всего выполняются по трансформаторной схеме. Транзисторы при этом работают в режиме больших сигналов, близких к предельно допустимым. Расчет производится графоаналитическим методом по входным и выходным характеристикам транзисторов.

Оконечные каскады могут быть собраны по однотактной и двухтактной схемам. Однотактная схема работает только в режиме класса А и теоретически может дать кпд не выше 50%. При этом усилитель в режиме «молчания» потребляет большую энергию. Коэффициент нелинейных искажений схемы — 2—7%.

Двухтактная схема, работающая в режиме В, теоретически может обеспечить кпд до 78%. Минимальный коэффициент нелинейных искажений — 6—10%. Двухтактный каскад в режиме АВ обеспечивает меньшие нелинейные искажения, чем в режиме В, но имеет меньший кпд и меньшую выходную мощность.

Двухтактные схемы на транзисторах большой мощности можно выполнять и без выходных трансформаторов. Эти каскады делают только двухтакт-

ными, чтобы исключить протекания постоянной составляющей тока коллектора через нагрузку. Бестрансформаторные каскады мощного усиления позволяют значительно уменьшить размеры, вес и стоимость усилителя, повысить его надежность и избавиться от нелинейных и частотных искажений, вносимых трансформатором. Надо не забывать, что они боятся короткого замыкания нагрузки. В оконечных каскадах транзисторы могут быть включены любым из трех способов: с общей базой, эмиттером и коллектором.

Схема с общей базой позволяет получить наименьшие нелинейные искажения, но сравнительно малое усиление по мощности.

Схема с общим эмиттером обеспечивает наибольшее усиление, но зато вносит сравнительно большие нелинейные искажения.

Схема с общим коллектором чаще применяется в бестрансформаторных двухтактных усилителях, обеспечивающих примерно такое же усиление, как и схема с общей базой, и несколько меньшие нелинейные искажения, чем схема с общим эмиттером. Предварительные каскады усиления разделяются на входные, промежуточные и предоконечный.

Входные каскады усилителей на транзисторах по схеме с общим эмиттером имеют сравнительно низкое входное сопротивление — порядка $0,2 \div 1,0$ ком. Для повышения входного сопротивления выполняют входной каскад по схеме с общим коллектором или применяют каскодное включение транзисторов. В схеме с общим коллектором входное сопротивление — $(10 \div 50)$ ком.

Промежуточные каскады почти всегда выполняются по реостатной схеме с включением транзисторов с общим эмиттером.

Предоконечный каскад должен развивать мощность, достаточную для раскачки оконечного каскада. Предоконечный каскад может быть трансформаторным или реостатным.

§ 14.2. Оконечный усилитель

Описание различных вариантов схем оконечных усилителей и методика их расчета подробно освещены в литературе [22, 27, 54, 55, 64].

Оконечный каскад является основным потребителем энергии, вносит большую часть нелинейных искажений и имеет объем, сравнимый с объемом остальной части усилителя. При выборе и расчете его необходимо получить наибольший КПД, наименьшие нелинейные искажения и размеры.

Выбор однотактной схемы, работающей в режиме класса А, дает экономию одного транзистора, но размеры каскада могут оказаться не меньше, чем двухтактного режима класса В.

Кроме того, в двухтактной схеме могут быть применены транзисторы, рассчитанные на меньшую мощность. В связи с этим схемы двухтактные оконечных усилителей получили большее распространение, чем однотактные.

Пример 14.1Б. Рассчитать оконечный каскад транзисторного карманного приемника.

Исходные данные

Двухтактный каскад, работающий в режиме класса АВ по схеме с общим эмиттером (рис. 14.1).

Выходная мощность: $P_{н} = 100$ мвт.

Транзисторы МП40, напряжение на коллекторе $E_c = 9$ в; амплитуда тока коллектора $I_{mc} = 35$ ма; амплитуда тока базы $I_{mb} = 1,2$ ма; коэффициент усиления по току $h_{21Э} = 30$; обратный ток коллекторного перехода $I_{сво} = = 3$ мка. КПД выходного трансформатора: $\eta_{т} = 0,7$.

Коэффициент использования коллекторного напряжения: $\xi = 0,9$.

Нагрузка — громкоговоритель 0,2 ГД-1.

Сопротивление звуковой катушки постоянному току: $R_{н} = 6,5$ ом.

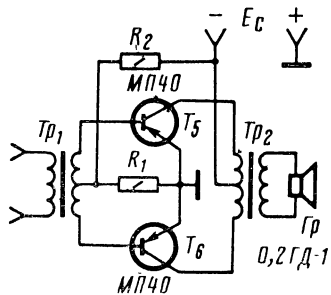


Рис. 14.1

Коэффициент частотных искажений: $M_H = M_B = 2,5$ дб (1,33 раза).
 Диапазон звуковых частот: $F = 300 \div 3000$ гц.
 Коэффициент нелинейных искажений: $\gamma = 10\%$.

Порядок расчета

1. Требуемая мощность на одно плечо

$$P = \frac{P_H}{2\eta_H} = \frac{100}{2 \cdot 0,7} = 71,5 \text{ мвт.} \quad (14.1)$$

2. Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_m = \xi E_c = 0,9 \cdot 9 = 8,1 \text{ в.} \quad (14.2)$$

3. Приведенное сопротивление нагрузки одного плеча

$$R' = \frac{250 U_m^2(\text{в})}{P(\text{мвт})} = \frac{250 \cdot 8,1^2}{71,5} = 230 \text{ ом.} \quad (14.3)$$

4. Величина максимальной мощности рассеяния на коллекторе

$$P_K = \frac{I_{mc}(\text{ма}) U_m(\text{в})}{\pi^2} = \frac{35 \cdot 8,1}{\pi^2} = 28,7 \text{ мвт.} \quad (14.4)$$

Полученная величина не превышает мощность, допустимую для транзистора МП40 ($P_{с доп} = 150$ мвт).

5. Положение рабочей точки в режиме покоя выбирается так, чтобы ток коллектора был значительно больше $I_{сво} = 3$ мка, что позволит уменьшить нелинейные искажения (обеспечит режим АВ).

Примем ток покоя $I_0 = 2$ ма.

6. Проводим на выходных характеристиках транзистора МП40 (рис. 14.2) нагрузочную линию через точки А и В, где А — при $U = E_c - U_m = 9 - 8,1 = 0,9$ в; $I_c = I_0 + I_{mc} = 2 + 35 = 37$ ма; В — при $U = E_c = 9$ в; $I_c = I_0 = 2$ ма.

7. Вычисляем коэффициент нелинейных искажений по методу пяти ординат. Согласно рис. 14.2 $a = 106$ мм; $c = 60$ мм; точка С взята при $I_b \approx 0,5$ $I_{b max} = 0,5 \cdot 850 = 435$ мка

$$\gamma = \frac{2c - a}{2(a + c)} = \frac{(2 \cdot 60) - 106}{2(106 + 60)} = 0,042, \text{ т. е. } 4,2\%. \quad (14.5)$$

8. Мощность, выделяемая во вторичной обмотке выходного трансформатора:

$$P_H = \frac{U_m(\text{в}) I_{mc}(\text{ма}) \eta_T}{2} = \frac{8,1 \cdot 35 \cdot 0,7}{2} \approx 100 \text{ мвт.} \quad (14.6)$$

Заданные технические условия выполнены.

9. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

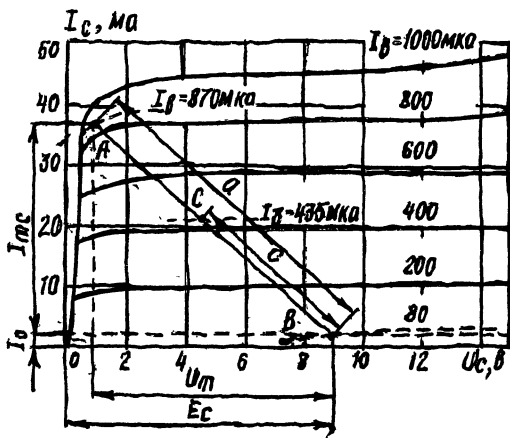


Рис. 14.2

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_1 2R'}} = \sqrt{\frac{6,5}{0,7 \cdot 2 \cdot 230}} \approx 0,14. \quad (14.7)$$

10. Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_2 = \frac{159R_H(\text{ом})}{F_H(\text{гц})n_2^2 \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{159 \cdot 6,5}{300 \cdot 0,14^2 \sqrt{1,33^2 - 1}} \approx 203 \text{ мкГн}. \quad (14.8)$$

11. Рассчитываем величины резисторов R_1 и R_2 в цепи делителя, обеспечивающих режим класса АВ (смещение на базы транзисторов).

Задаемся величиной сопротивления резистора $R_1 = 51 \text{ ом}$ (ОМЛТ-0,25). Определяем ток покоя базы в отсутствие сигнала:

$$I_{b0} = \frac{I_0}{h_{21E}} = \frac{2}{30} = 0,065 \text{ ма}. \quad (14.9)$$

По входной характеристике транзистора (рис. 14.3) определяем напряжение U_{b0} , которое необходимо подать на базу для обеспечения режима транзистора. $U_{b0} = 175 \text{ мВ}$, тогда

$$R_2 = \frac{R_1(E_c - U_{b0})}{U_{b0}} = \frac{51(9 - 0,175)}{0,175} = 2600 \text{ ом}. \quad (14.10)$$

Принимаем $R_2 = 2,7 \text{ ком}$ типа МЛТ-0,25.

12. По входной характеристике транзистора определяем входное сопротивление каскада (рис. 14.3):

$$R_{вх} = 4 \frac{\Delta U_b(\text{мВ})}{I_{mb}(\text{мА})} = \frac{4 \cdot 160}{1,2} \approx 530. \quad (14.11)$$

13. Сопротивление нагрузки предоконечного каскада, обеспечивающее минимальные нелинейные искажения:

$$R_c = (2 \div 8) R_{вх} = 3 \cdot 530 \approx 1600 \text{ ом}. \quad (14.12)$$

§ 14.3. Предоконечный усилитель

Схема усилителя приведена на рис. 14.4.

Рассмотрим ее расчет на конкретном примере.

Пример 14.2Б. Рассчитать предоконечный каскад транзисторного карманного приемника.

Исходные данные

Транзистор МП40, ток коллектора $I_0 = 1 \text{ ма}$; коэффициент усиления по току $h_{21E} = 25$; выходное сопротивление транзистора $R_{вых} = 10 \text{ ком}$;

Кдд согласующего трансформатора: $\eta_T = 0,7$.

Сопротивление нагрузки: $R_c = 1600 \text{ ом}$.

Коэффициент частотных искажений: $M_H = M_B = 1,12 \text{ раза}$.

Диапазон усиливаемых частот: $F = 300 \div 3000 \text{ гц}$.

Амплитуда тока базы выходного каскада: $I_{mb} = 1,2 \text{ ма}$.

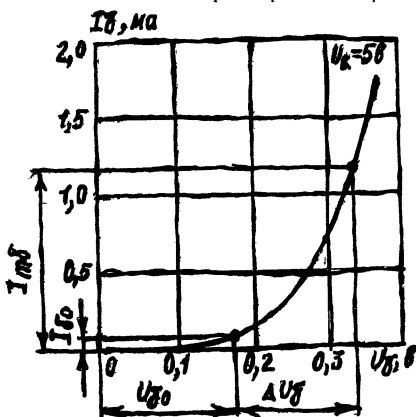


Рис. 14.3

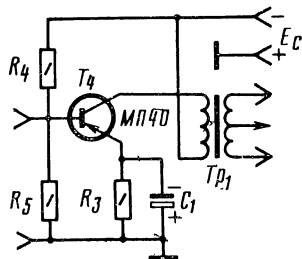


Рис. 14.4

Расчет

1. Коэффициент трансформации согласующего трансформатора

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_c}{\eta_T R_{\text{вых}}}} = \sqrt{\frac{1600}{0,7 \cdot 10\,000}} \approx 0,48. \quad (14.13)$$

2. Индуктивность первичной обмотки трансформатора Tp_1 [ф-ла (14.8)]

$$L_2 = \frac{159 R_c (\text{ком})}{F_H (\text{гц}) n_1^2 \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{159 \cdot 1,6}{300 \cdot 0,48^2 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 7,2 \text{ гн}.$$

3. Коэффициент усиления каскада по току

$$K_{i2} = \frac{h_{21E}}{n_1} = \frac{25}{0,48} \approx 52. \quad (14.14)$$

4. Амплитуда тока базы предоконечного усилителя

$$I_{mb2} = \frac{I_{mb}}{K_{i2}} = \frac{1,2}{52} \approx 0,023 \text{ ма}. \quad (14.15)$$

5. Амплитуда тока коллектора

$$I_{c2} = n_1 I_{mb} = 0,48 \cdot 1,2 = 0,58 \text{ ма}. \quad (14.16)$$

6. Задавшись коэффициентом нестабильности $V = 4$ (обычно для любительских приемников можно брать $V = 2 \div 4$) и величиной напряжения $E'_e = (0,3 \div 1,5) \text{ в}$, определяем величину резистора R_3 :

$$R_3 = E'_e (\text{в}) / I_c (\text{ма}) = 1,5 / 1 = 1,5 \text{ ком}. \quad (14.17)$$

7. Величины резисторов делителя:

$$R_4 = (V - 1) \frac{E_c}{E'_e} R_3 = (4 - 1) \frac{9}{1,5} \cdot 1,5 = 27 \text{ ком}; \quad (14.18)$$

$$R_5 = \frac{R_4}{E_c / E'_e - 1} = \frac{27}{9 / 1,5 - 1} = 5,4 \text{ ком}. \quad (14.19)$$

Принимаем $R_5 = 5,6 \text{ ком}$ типа МЛТ-0,25.

8. Величина емкости конденсатора C_1

$$C_1 \geq \frac{2,5}{F_H (\text{кГц})} = \frac{2,5}{0,3} = 8,3 \text{ мкф}. \quad (14.20)$$

Принимаем конденсатор $C_1 = 10,0 \times 6 \text{ в}$ типа ЭМ.

§ 14.4. Входной усилитель (первый каскад УНЧ)

В качестве входных обычно применяются усилители с емкостной связью. Схема усилителя приведена на рис. 14.5.

Пример 14.3Б. Рассчитать входной каскад транзисторного карманного приемника.

Исходные данные

Транзистор МП40; $R_{\text{вх}} = 0,7 \text{ ком}$; $h_{21E} = 25$; $I_{c1} = 1 \text{ ма}$; $E_c = 9 \text{ в}$.

Амплитуда тока базы последующего каскада: $I_{mb2} = 23 \cdot 10^{-3} \text{ ма}$.

Амплитуда тока на входе каскада: $I'_{mb1} = 3,76 \cdot 10^{-3} \text{ ма}$.

Нижняя граничная частота: $F_H = 300 \text{ гц}$.

Коэффициент частотных искажений $M_H = 1,12$ раза.

Входное сопротивление следующего каскада: $R_{вх2} = 0,7 \text{ ком.}$

1. Величина резистора R_6 (нагрузки) в цепи коллектора

$$R_6 = \frac{(0,3 + 0,6) E_c (\text{в})}{I_{c1} (\text{ма})} = \frac{0,5 \cdot 9}{1} = 4,5 \text{ ком.} \quad (14.21)$$

Принимаем $R_6 = 4,7 \text{ ком}$ типа МЛТ-0,25.

2. Величины резисторов R_7 , R_8 и R_9 определяются по ф-лам (14.17)—(14.19.)

3. По ф-ле (14.20) определяем емкость конденсатора C_3 .

4. Эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора

$$R_{н} = \frac{R_{вх2} R_6}{R_{вх2} + R_6} = \frac{0,7 \cdot 4,7}{0,7 + 4,7} = 0,61 \text{ ком.} \quad (14.22)$$

5. Амплитуда тока базы каскада

$$I_{mb1} = \frac{I_{mc1}}{h_{21E}} = \frac{23 \cdot 10^{-3}}{25} \approx 1 \cdot 10^{-3} \text{ ма,} \quad (14.23)$$

где $I_{mc1} = I_{mb2}$, $I_{mb1} < I'_{mb1}$. Заданные условия выполнены.

6. Емкость разделительных конденсаторов

$$C_2 = C_4 \geq \frac{159}{F_{н(эл)} R_{н(ком)} \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{159}{300 \cdot 0,61 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 1,72 \text{ мкф.} \quad (14.24)$$

Принимаем $C_2 = C_4 = 2,0 \times 15 \text{ в}$ типа ЭМ.

7. Входное сопротивление первого каскада УНЧ

$$R_{вхн} = \frac{R_{вх1} R_9}{R_{вх1} + R_9} = \frac{0,7 \cdot 5,6}{0,7 + 5,6} = 0,62 \text{ ком.} \quad (14.25)$$

Глава 15

РАСЧЕТ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ. СОСТАВЛЕНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ

§ 15.1. Автоматическая регулировка усиления

При расчете и обосновании блок-схемы приемника была выбрана схема автоматической регулировки усиления (АРУ) и определено число регулируемых каскадов (гл. 7). При полном электрическом расчете отдельных каскадов приемника производится определение величин всех деталей в цепях АРУ. Методика расчета различных схем АРУ подробно описана в литературе [27, 38—40, 42], поэтому здесь ограничимся рассмотрением методики расчета самой простой и эффективной схемы — схемы регулировки усиления по току эмиттера с подачей регулирующего напряжения в цепь базы. В процессе режимной АРУ в транзисторных усилительных каскадах изменяются, кроме крутизны характеристики, полные входное и выходное сопротивления транзистора. Это приводит к уменьшению глубины регулировки, изменению полосы пропускания и частоты настройки резонансных систем регулируемых каскадов. В связи с этим рекомендуется в качестве регулируемых использовать аperiodические

каскады УРЧ и УПЧ, у которых влияние изменения полных входных и выходных сопротивлений транзисторов сказывается слабее.

Кроме того, изменение полного входного сопротивления регулируемых каскадов влияет на предыдущие каскады, также вызывая в них изменения, приводящие к уменьшению глубины регулировки. Поэтому желательно в каскадах, предшествующих регулируемым, применять нагрузки, параметры которых не зависят от входного сопротивления следующего регулируемого каскада (например, пьезомеханический фильтр). Будем считать, что в качестве регулируемых используются аperiodические усилители, влияние изменения входного сопротивления которых на предыдущие каскады незначительное и его практически можно не учитывать.

Резонансный коэффициент усиления аperiodического усилителя $K_0 = SR_0$, где S — крутизна транзистора на рабочей частоте, R_0 — эквивалентное сопротивление нагрузки усилителя. Зависимость крутизны транзистора от величины тока коллектора на высокой частоте [42]

$$|\dot{S}| = S_0 q M_1(q) M_2(q), \quad (15.1)$$

где S_0 — крутизна характеристики транзистора на низкой частоте при максимальном токе коллектора $I_{c \max}$; $M_1(q)$ учитывает нелинейный характер зависимости крутизны от тока коллектора; $M_2(q)$ учитывает частотные свойства зависимости крутизны от тока коллектора; коэффициент $q = I_c / I_{c \max}$. Можно показать, что для современных высокочастотных транзисторов, работающих на частотах $f_{\max} < 0,1 f_T$ (при $v < 0,3$), $M_1(q) = M_2(q) \approx 1$.

В этом случае зависимость коэффициента усиления аperiodического регулируемого каскада от тока коллектора

$$K_{(I_c)} = q S_0 R_0 = q K_{0 \max}, \quad (15.2)$$

где $K_{0 \max}$ — коэффициент усиления каскада при максимальном токе коллектора ($I_{c \max}$).

Общий коэффициент усиления регулируемых каскадов приемника

$$K_{\text{пер}} = N_{\text{АРУ}} q(\delta\delta) + N_{\text{УРЧ}} K_{\text{УРЧ}}(\delta\delta) + N_{\text{УПЧ}} K_{\text{УПЧ}}(\delta\delta), \quad (15.3)$$

где $K_{\text{УРЧ}}$, $K_{\text{УПЧ}}$ — коэффициенты усиления регулируемых каскадов УРЧ и УПЧ при максимальном токе коллектора соответственно; $N_{\text{УРЧ}}$, $N_{\text{УПЧ}}$ — число регулируемых каскадов УРЧ и УПЧ соответственно; $N_{\text{АРУ}} = N_{\text{УРЧ}} + N_{\text{УПЧ}}$ — число всех регулируемых каскадов приемника.

Влияние управляющего напряжения U_y на ток коллектора управляемого каскада I_c оценивается с помощью коэффициента управления

$$y = \Delta I_c / \Delta U_y, \quad (15.4)$$

который может быть вычислен по приближенной формуле [42]

$$y \approx h_{21e} / (R_\phi + h_{21e} R_3), \quad (15.5)$$

где h_{21e} — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером; R_ϕ — сопротивление фильтра АРУ; R_3 — сопротивление в цепи эмиттера. Коэффициент управления незначительно изменяется в процессе регулировки, этим изменением практически можно пренебречь и при расчете считать $y = \text{const}$.

В транзисторных приемниках функции детектора сигнала и детектора АРУ выполняет обычно один диод. Коэффициент передачи управляющей цепи

$$K_y = \frac{U_y}{U_2} = K_d K_{yc}. \quad (15.6)$$

где K_d , K_{yc} — коэффициент передачи детектора и коэффициент усиления усилителя АРУ; U_2 — напряжение на входе детектора.

Необходимый коэффициент усиления в тракте АРУ, чтобы цепь управления могла обеспечить необходимое изменение тока коллектора q_{\min} в каждом регулируемом каскаде

$$K_{yc} = \frac{I_c \max (1 - q_{min})}{U_2 \max \gamma K_d}, \quad (15.7)$$

где γ — коэффициент управления каскада, $ма/в$, $I_c \max$ — в $ма$; $U_2 \max$ — в $в$. При малых значениях K_{yc} изменение I_c будет недостаточным, при больших — возникнут искажения. При настройке системы АРУ точную подгонку K_{yc} можно производить с помощью сопротивления фильтра АРУ. Если $K_{yc} \leq 1$, то регулировка может быть осуществлена. Если $K_{yc} > 1$, то необходимо применить усиленную АРУ с коэффициентом усиления K_{yc} .

Пример 15.1Д. Рассчитать схему АРУ с замедлением (МАРУ) транзисторного приемника, предназначенного для соревнований «Охота на лис» (рис. 7.10).

Исходные данные

Изменение входного напряжения: $a = 100$ дб.

Изменение выходного напряжения: $p = 6$ дб.

Постоянная времени цепи МАРУ $\tau_a = 15$ сек.

Максимальные коэффициенты усиления регулируемых каскадов: $K_{урч} = 16$ дб; $K_{упч-1} = 14$ дб; $K_{упч-2} = 20$ дб.

Число регулируемых каскадов: $N_{АРУ} = 3$.

Параметры транзисторов регулируемых каскадов: $I_c = 1$ ма; $U_c = 5$ в; $h_{21e} = 60$.

Коэффициент передачи детектора: $K_d = 0,81$.

Входное напряжение детектора: $U_2 \max = 1,0$ в.

Расчет

1. Необходимые пределы регулирования системы АРУ

$$a_{рег} = a - p = 100 - 6 = 94 \text{ дб}. \quad (15.8)$$

Так как осуществить такой широкий предел регулирования затруднительно, то применим на входе приемника систему «ближний поиск», включающую тумблером и обеспечивающую ослабление $\sigma_{бл} = 40$ дб. Тогда

$$a'_{рег} = a_{рег} - \sigma_{бл} = 94 - 40 = 54 \text{ дб}.$$

2. Задаемся максимальной величиной тока коллектора регулируемых каскадов

$$I_{c \max 1} = I_{c \max 2} = I_{c \max 3} = 1 \text{ ма}$$

и величиной

$$q_1 = q_2 = q_3 = \frac{I_c}{I_{c \max 1}} = 0,1.$$

3. Коэффициент усиления регулируемых каскадов [ф-ла (15.3)]

$$K_{рег} = N_{АРУ} q(\delta\delta) + K_{увч}(\delta\delta) + K_{упч-1}(\delta\delta) + K_{упч-2}(\delta\delta) = \\ = 3q(\delta\delta) + 16 + 14 + 20 = 3q(\delta\delta) + 50 \text{ дб};$$

$$\text{при } q = 1 (0, \text{ дб}) K_{рег \max} = 50 \text{ дб};$$

$$\text{при } q = 0,1 (-20 \text{ дб}) K_{рег \min} = 3(-20) + 50 = -60 + 50 = -10 \text{ дб}.$$

Пределы регулировки $\sigma_{рег} = K_{рег \max} - K_{рег \min} = 50 - (-10) = 60$ дб; так как $\sigma_{рег} = 60$ дб $>$ $a'_{рег} = 54$ дб, то обеспечивается достаточный запас регулирования.

4. Принимая во всех регулируемых каскадах $R_\phi = 15$ ком и $R_3 = 1,5$ ком, определяем коэффициент управления по ф-ле (15.5):

$$Y = \frac{h_{21e}}{R_\phi + h_{21e} R_3} = \frac{60}{15 + 60 \cdot 1,5} = \frac{60}{105} = 0,57 \frac{\text{ма}}{\text{в}}.$$

5. Необходимый коэффициент усиления в тракте АРУ [ф-ла (15.7)]

$$K_{yc} = \frac{I_c \max(1 - q_{min})}{U_2 \max Y K_d} = \frac{1(1 - 0,1)}{1 \cdot 0,57 \cdot 0,81} = 1,95.$$

Так как $K_{yc} = 1,95 > 1$, то необходимо применить усиленное АРУ с усилением $K_{yc} = 2$.

6. Для обеспечения времени замедления работы МАРУ выбираем конденсатор $C_{45} = 100 \text{ мф}$ типа 2Х6 и резистор сопротивлением

$$R_{55} = \frac{\tau_a \cdot 10^3}{C_{45}} = \frac{15 \cdot 10^3}{100} = 150 \text{ ком}, \quad (15.9)$$

где τ_a — в сек; C — в мкф.

§ 15.2. Расчет схемы «ближний поиск»

С целью обеспечения работы приемника в режиме «ближний поиск» при большой величине сигнала на входе приемника (при подходе «охотника» к «лисе») между входной цепью и первым каскадом включается последовательный управляемый диодный делитель напряжений. Схема делителя приведена на рис. 7.11. Переключение режимов работы «дальний поиск» — «ближний поиск» производится переключателем $П_1$. Порядок расчета рассмотрим на примере.

Пример 15.2Д. Рассчитать схему «ближний поиск» транзисторного приемника, предназначенного для соревнований «Охота на лис».

Исходные данные

Ослабление сигнала в режиме «ближний поиск» — не менее 40 дб.

Входное сопротивление каскада УРЧ: $R_{вх} = 1,42 \text{ ком}$.

Напряжение источника питания: $E = 5 \text{ в}$.

Расчет

1. Принимаем коэффициент передачи делителя:
в режиме «дальний поиск» $K_{дл} \geq 0,9$;
в режиме «ближний поиск» $K_{бл} \leq 0,01$; при этом обеспечивается ослабление более 40 дб.

2. Определяем необходимые дифференциальное прямое и обратное сопротивления диода делителя:
в режиме «дальний поиск»

$$R_{дл} \leq R_{вх} \frac{1 - K_{дл}}{K_{дл}} = 1,42 \frac{1 - 0,9}{0,9} = 0,157 \text{ ком}, \quad (15.10)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада;
в режиме «ближний поиск»

$$R_{бл} \geq R_{вх} \frac{1 - K_{бл}}{K_{бл}} = 1,42 \frac{1 - 0,01}{0,01} \approx 140 \text{ ком}. \quad (15.11)$$

3. Выбираем ток через диод в прямом направлении $I_d = 1 \text{ ма}$.

4. Выбираем для делителя диод с дифференциальным сопротивлением:
при $I_d = 1 \text{ ма}$ и $U_{пр} = 0,4 \text{ в}$; $R_{диф} = 200 \text{ ом}$ и $R_{\infty} = 400 \text{ ом}$;
при $U_{обр} = 5,0 \text{ в}$ и $I_{обр} = 20 \text{ мка}$; $R_{диф} = 140 \text{ ком}$, $R_{\infty} = 0,4 \text{ Мом}$.

5. Коэффициент передачи делителя:

в режиме «дальний поиск»

$$K_d = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{диф}} = \frac{1,42}{1,42 + 0,2} = 0,88; \quad (15.12)$$

в режиме «ближний поиск»

$$K_b = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{диф}} = \frac{1,42}{1,42 + 140} \approx 0,01. \quad (15.13)$$

Заданные требования выполнены.

6. Последовательные резисторы в цепи диода, определяющие ток через него в режиме «дальний поиск»

$$R = \frac{E - U_{пр}}{I_d} = \frac{5 - 0,4}{1} = 4,6 \text{ ком.} \quad (15.14)$$

Принимаем $R_{50} = R_{51} = 2,3 \text{ ком.}$

§ 15.3. Составление принципиальной электрической схемы

Принципиальная электрическая схема радиоприемного устройства служит для подробного отображения электрических принципов работы и связей элементов. Она составляется после выбора и расчета всех ее элементов.

Электрическая схема является исходным материалом при конструировании радиоприемного устройства и составлении электромонтажных схем. Поэтому схема должна быть выполнена с помощью общепринятых обозначений элементов (ГОСТ ЕСКД) [71], причем количество линий, их изгибов и пересечений должно быть наименьшим. Выполнение последнего требования обеспечивает четкость схемы и простоту ее чтения.

При составлении принципиальной схемы во избежание ошибок необходимо придерживаться системы. Принципиальные схемы отдельных каскадов следует располагать в том же порядке, в каком они показаны на блок-схеме.

Выполнение чертежа схемы также удобно осуществлять по порядку блок-схемы, начиная с входных цепей.

Отдельные каскады принципиальной схемы должны быть соединены между собой так, как это предусмотрено блок-схемой. При выполнении цепей междукаскадных соединений необходимо обращать внимание на то, чтобы на управляющие цепи усилительного каскада не попадала постоянная составляющая питающего напряжения предыдущего каскада. Такая ошибка возможна при

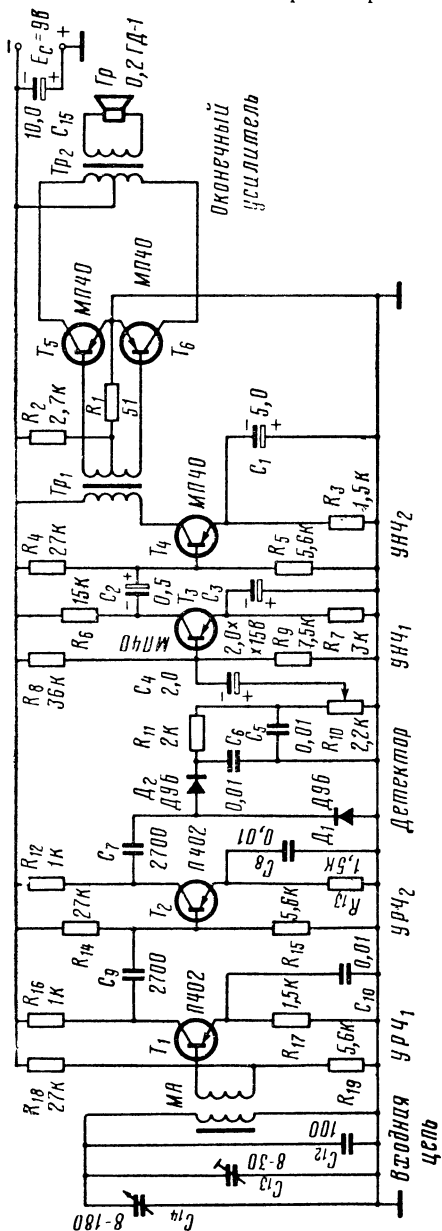
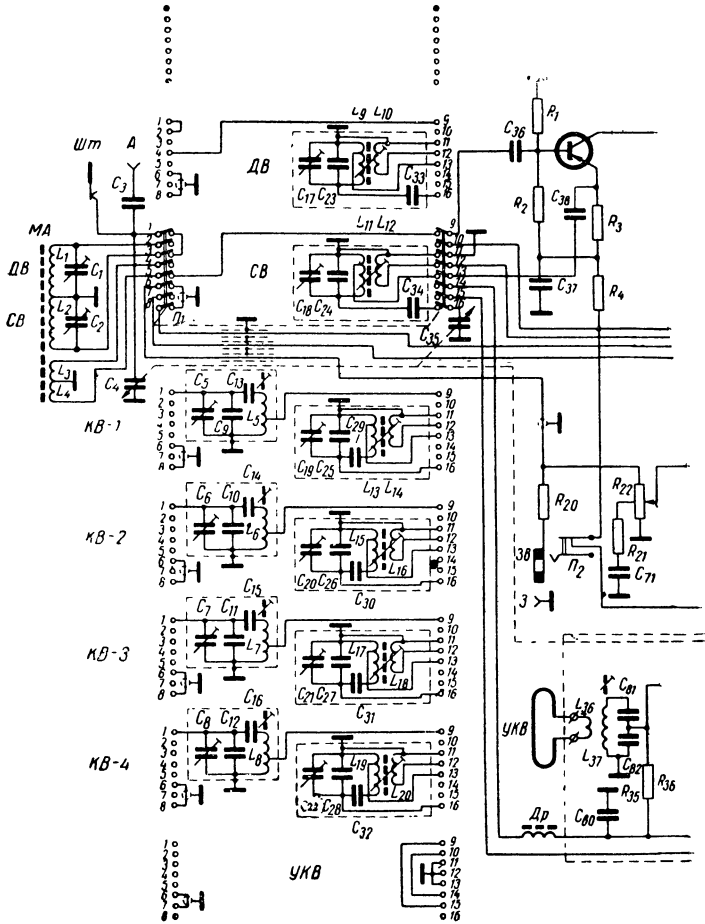


Рис. 15.1

необходимо обращать внимание на то, чтобы на управляющие цепи усилительного каскада не попадала постоянная составляющая питающего напряжения предыдущего каскада. Такая ошибка возможна при



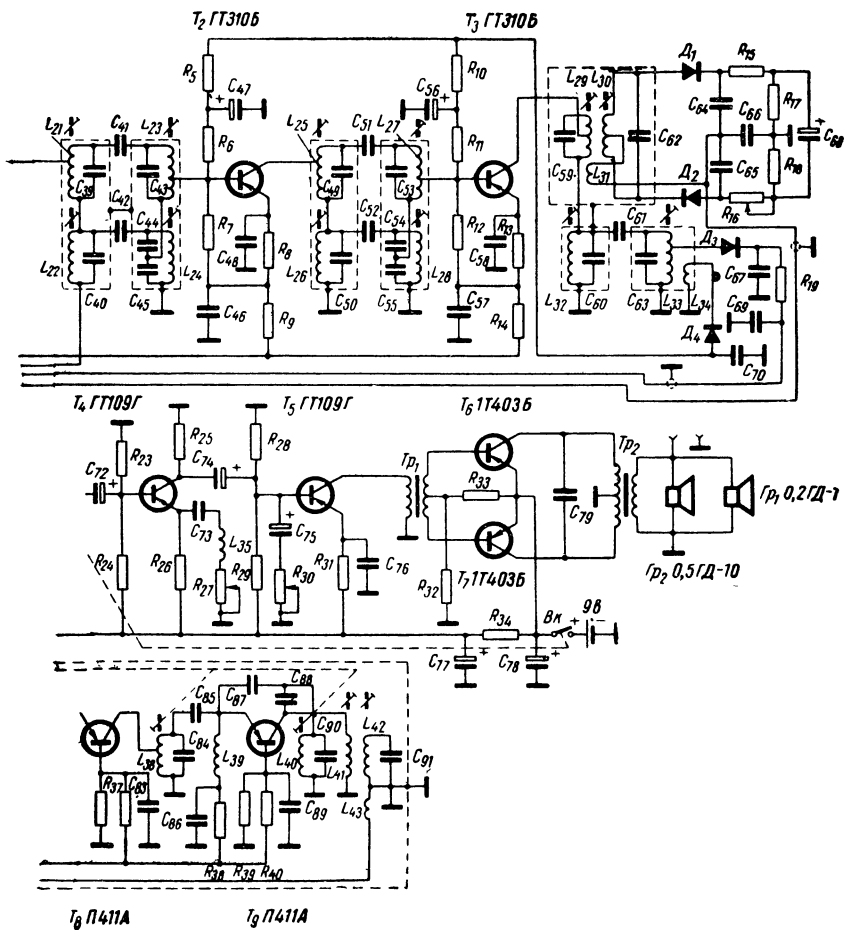
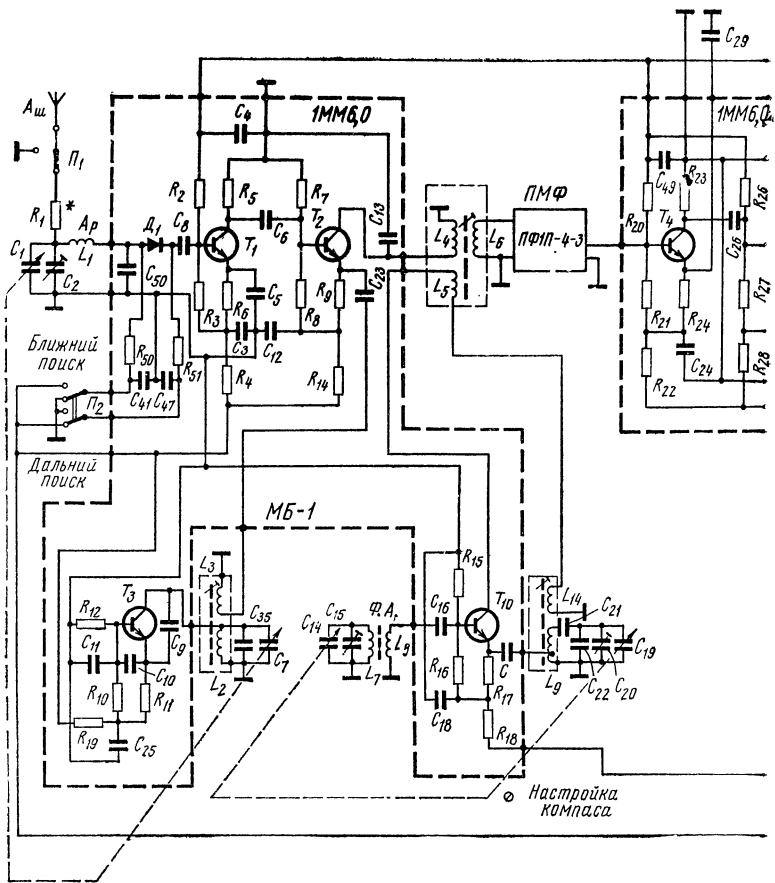


Рис. 15.3



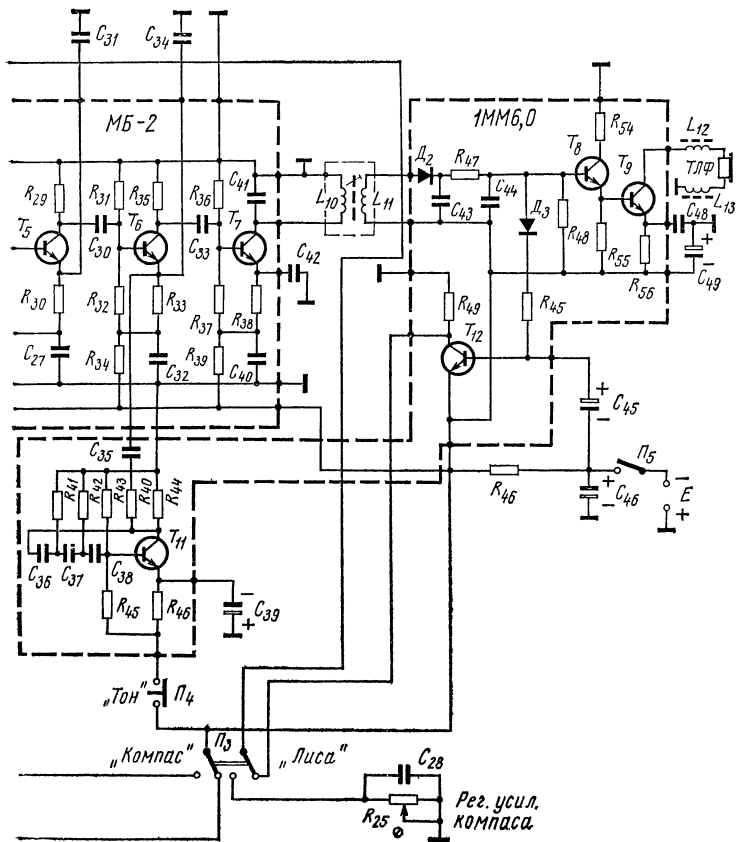


Рис. 15.4

последовательной схеме питания, когда нагрузка предыдущего каскада находится под напряжением по отношению к корпусу. В этом случае между источником сигнала (нагрузкой предыдущего каскада) и управляющей цепью следующего каскада ставится разделительный конденсатор.

Высоочастотное напряжение сигнала должно быть подано на участок база — эмиттер так, чтобы оба полюса нагрузки были подключены. Одновременно должна быть обеспечена подача напряжения смещения. При схеме последовательного питания в предыдущем каскаде напряжение смещения подается через сопротивление утечки. Так же осуществляется и подача напряжения АРУ. В том случае, когда нагрузка предыдущего каскада не находится под напряжением коллекторного питания (параллельная схема питания), напряжения смещения АРУ подаются последовательно с сигналом.

Все элементы принципиальной электрической схемы должны иметь позиционные обозначения. В качестве основного способа позиционных обозначений элементов на схеме приняты буквенные обозначения с порядковыми номерами, указываемыми после буквенного обозначения в виде цифрового индекса. Обычно применяются следующие буквенные обозначения: R — резистор, C — конденсатор, Tr — трансформатор, T — транзистор и т. д. Порядковые номера элементам присваиваются, начиная с единицы, в пределах всех изображенных на схеме элементов, имеющих одинаковое буквенное обозначение: например, R_1, R_2, R_3 и т. д. или C_1, C_2, C_3 и т. д.

Принципиальная схема снабжается спецификацией, в которой указываются позиционные обозначения каждого элемента схемы и их типы по каталогу. В спецификации должны быть указаны типы деталей и характеризующие их величины. При выборе типов конденсаторов и резисторов расчетные величины емкостей и сопротивлений следует округлять до ближайших номинальных, имея в виду существующие допуски на неточности величин; следует также учитывать требования к размерам, пробивным напряжениям и рассеиваемым мощностям, к стабильности и стоимости деталей.

Учитывая, что с повышением класса точности, мощности рассеяния и рабочего напряжения стоимость деталей возрастает, необходимо применять резисторы и конденсаторы с допуском $\pm 20\%$ и только в наиболее ответственных цепях — с допуском $\pm 10\%$ и меньше.

Возможные варианты принципиальных схем транзисторных приемников приведены на рис. 15.1—15.4.

На рис. 15.1 изображена схема простого приемника прямого усиления, составленная по результатам расчета примеров варианта А (см. параграф 2.3). Схема простого супергетеродинного приемника, полученная в результате расчета варианта Б, приведена на рис. 15.2, а супергетеродинного приемника первого класса (вариант В) — на рис. 15.3. На рис. 15.4 приведен вариант полной принципиальной электрической схемы спортивного приемника (вариант Д). Особенностью схемы рис. 15.3 является включение источников питания минусом на корпус, а не плюсом, как принято в большинстве транзисторных приемников. Вызвано это необходимостью обеспечения минимальной величины емкости монтажа и емкостей деталей фильтров УПЧ у тракта относительно корпуса, хотя принципиально полярность включения питания для транзисторного приемника не имеет значения.

Глава 16.

ОСНОВЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ

§ 16.1. Общие соображения по конструктивному расчету

В процессе конструирования радиоприемного устройства любого типа приходится учитывать много различных факторов, которые тесно переплетаются между собой и которые нельзя разделять и рассматривать изолированно друг от друга.

Точная взаимозависимость конструкции узла и его параметров выявляется и определяется в результате технического расчета, который разделяется на электрический и конструктивный.

Электрический расчет производится с целью определения электрических параметров узла, исходя из основных параметров приемного устройства, принципов и режимов работы цепей его схемы и электрических параметров других узлов, функционально связанных с рассчитываемым. Электрическому расчету приемного устройства и его узлов посвящены предыдущие главы данной книги.

Результаты электрического расчета служат исходными данными для конструктивного расчета. Электрические параметры радиоприемника или его отдельного узла определяют собой конструкцию этого узла и характеристики применяемых для его изготовления материалов.

Конструктивный расчет производится с целью определения:

- геометрических форм и размеров важнейших элементов конструкции узла;
- качественных показателей материалов, из которых следует изготовлять элементы конструкции;
- количество одинаковых узлов и элементов;
- взаимного расположения отдельных элементов;
- пределов и закономерности передвижения одних элементов конструкции относительно других.

Разработка конструкции приемника и его отдельных узлов (катушек, фильтров, трансформаторов и т. д.) должна производиться на основе тщательного изучения особенностей существующих приемников, аналогичных с проектируемым типом.

§ 16.2. Конструктивный расчет магнитной антенны

Входная цепь с магнитной антенной обычно является входным контуром приемника. Она содержит конденсатор и катушку индуктивности, внутри которой помещен магнитный стержень. Такого типа магнитная антенна при правильном ее исполнении обычно сравнима по эффективности со штыревой антенной высотой 1—2 м. Катушка магнитной антенны в зависимости от диапазона обычно выполняется в виде однослойной или многослойной катушки индуктивности.

Для уменьшения длины соединительных проводов магнитную антенну необходимо устанавливать как можно ближе к входному каскаду приемника. Вблизи от антенны не должно быть короткозамкнутых витков. Закреплять антенну необходимо в держателях с мягкими прокладками. Во избежание увеличения собственной емкости магнитная антенна должна быть удалена от шасси на расстояние не менее 3 см, а также максимально удалена от трансформаторов и электродинамического громкоговорителя.

Стержневые (антенные) сердечники изготавливаются двух типов: круглого (табл. 16.1) и прямоугольного (табл. 16.2) сечения. Сердечники предназначены для работы на частотах:

- до 3 Мгц из феррита марки 700 НМ;
- до 12 Мгц из феррита марки 150 вч;
- до 18 Мгц из феррита марки 100 вч;
- до 30 Мгц из феррита марки 50 вч2;
- до 100 Мгц из феррита марки 30 вч2 в интервале температур от —10 до +60° С.

Цифра в начале марки феррита — начальная магнитная проницаемость; НМ — магнитомягкие низкочастотные, вч — магнитомягкие высокочастотные ферриты. Типоразмер сердечника с круглым сечением обозначается $Cd_c \times l_c$, с прямоугольным сечением — $Ph \times b \times l_c$, где d_c — диаметр; l_c — длина; h — ширина; b — толщина сердечника (например, С8×100 или П16×4×100).

Исходные данные для конструктивного расчета:

- индуктивность катушки входного контура L ;
- действующая высота магнитной антенны h_d .

Они берутся из электрического расчета входной цепи (гл. 10), а также из расчета блок-схемы (см. параграф 6.2).

Порядок расчета

1. Из табл. 16.1 и 16.2 выбирается тип сердечника магнитной антенны и выписываются ее данные: длина l_c ; диаметр d_c и начальная магнитная проницаемость μ_0 . Выбор марки феррита полностью определяется назначением антенны и рабочим диапазоном частот. Практика показала, что для магнитной антенны целесообразно применять сердечники с начальной магнитной проницаемостью:

- длинные волны $\mu_0 = 700 \div 2000$;
- средние волны $\mu_0 = 400 \div 1000$;
- короткие волны $\mu_0 = 100 \div 400$;
- ультракороткие волны $\mu_0 = 10 \div 50$.

Форма сечения сердечника играет небольшую роль и выбирается, исходя из конструктивных соображений. Наиболее часто применяется круглое сечение, реже — прямоугольное и еще реже — правильные многоугольники.

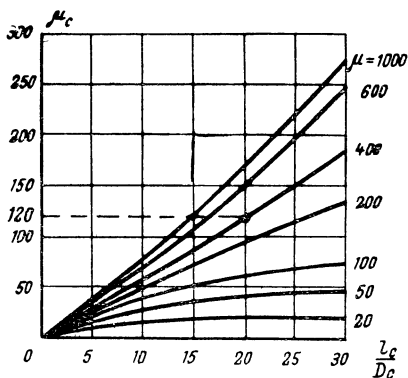


Рис. 16.1

2. По графику рис. 16.1 определяется эффективная магнитная проницаемость сердечника μ_c [46]. При ее определении все виды сечения сердечников магнитных антенн приводят к круглому.

3. Ориентировочное значение действующей (эффективной) магнитной проницаемости магнитной антенны (с катушкой)

$$\mu_k = 0,25\mu_c, \quad (16.1)$$

где μ_c — эффективная магнитная проницаемость сердечника; μ_k — коэффициент, показывающий во сколько раз увеличивается индуктивность антенной катушки от введения в нее ферритового стержня.

На величину коэффициента μ_k влияет положение катушки на сердечнике. Чем дальше отодвинута катушка от центра стержня, тем меньше ее индуктивность. При перемещении катушки от центра стержня уменьшается наводимая в катушке эдс, что снижает эффективность антенны.

4. Ориентировочная расчетная индуктивность антенной катушки (без сердечника)

$$L_A = L_c / \mu_k, \quad (16.2)$$

где L_c — заданная индуктивность антенной катушки.

5. Выбирается вид намотки катушки антенны, который в значительной мере влияет на свойства антенны. При его выборе следует исходить из возможного числа витков, диапазона волн, размеров сердечника и диаметра применяемого провода.

В длинноволновом и средневолновом диапазонах наиболее применима сплошная (виток к витку) однослойная намотка (при диаметре сердечника до 10 мм). Однако более выгодной и обеспечивающей лучшие приемные свойства является распределенная намотка с принудительным шагом (равномерным или прогрессивным). Такая намотка применяется в диапазонах кв и укв и возможна при относительно малом числе витков (не более 30), когда диаметр сердечника достаточно велик. Иногда антенная катушка разбивается на секции. Это делается для удобства переключения диапазонов и получения наибольшей эффективности магнитной антенны.

Таблица 16.1

СТЕРЖНЕВЫЕ (АНТЕННЫЕ) СЕРДЕЧНИКИ КРУГЛОГО СЕЧЕНИЯ, ДИАМЕТР $d_c = 8$ мм

Наименование величин	Численные значения													
	2		2		12		18		30		100			
Граничная частота, $f_{гр}$, МГц	2		2		12		18		30		100			
	65	80	100	125	140	160	160	200	125	160	200	160	200	125
Длина, l_c , мм	400		700		150		100		50		30			
	65	80	100	125	140	160	160	200	125	160	200	160	200	125
Начальная магнитная проницаемость, μ_0	400		700		150		100		50		30			
	65	80	100	125	140	160	160	200	125	160	200	160	200	125
Марка феррита	НМ		НМ		ВЧ		ВЧ2		ВЧ2		ВЧ2			
	65	80	100	125	140	160	160	200	125	160	200	160	200	125

СТЕРЖНЕВЫЕ (АНТЕННЫЕ) СЕРДЕЧНИКИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ

Наименование величин	Численные значения														
	2														
Граничная частота, $f_{гр}$, МГц	12 18 30 100														
Длина, l_c , мм	30	45	34	55	80	100	125	100	115	125	160	200	160	80	
Ширина, h , мм	6	7	11	16	20	25	14								
Толщина, b , мм	3	2,8	4	3	5	7									
Начальная магнитная проницаемость, μ_0	700														
Марка феррита	НМ														
	ВЧ ВЧ2														

Конструкция антенной катушки (ее длина и диаметр) оказывает существенное влияние на добротность.

Каркас катушки для антенн дв и св диапазонов выполняется обычно из прессшпана. Для кв и укв катушек следует использовать материалы с малыми потерями (полистирол, фторопласт).

6. Определение числа витков и размеров намотки антенной катушки, а также типа и диаметра провода производится так же, как и для катушек индуктивности без сердечника [1].

7. Действующая высота антенны [46]

$$h_d = 1,64d_c^2 N \mu_c f_{min} \cdot 10^{-5} \text{ мм}, \quad (16.3)$$

где N — число витков антенной катушки;

d_c — диаметр сердечника, мм;

μ_c — эффективная магнитная проницаемость сердечника;

f_{min} — минимальная рабочая частота, МГц.

Если $h_d < h_{дз}$, то необходимо увеличить геометрические размеры сердечника, т. е. выбрать новый тип сердечника ($h_{дз}$ — действующая высота магнитной антенны, принятая при расчете блок-схемы в параграфе 6.2) и повторить пп. 1—7 расчета.

Если $h_d \geq h_{дз}$, то сердечник выбран правильно и можно продолжать конструктивный расчет магнитной антенны.

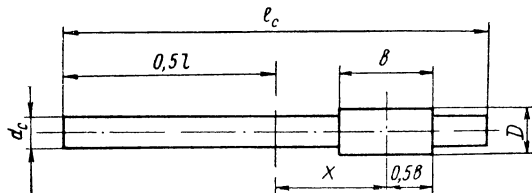


Рис. 16.2

Если при применении сердечника самого большого размера $h_d < h_{дз}$ или применить такой сердечник невозможно, то необходимо:

— увеличить сечение сердечника, используя набор цилиндрических стержней, связанных в пучок;

— увеличить индуктивность антенной катушки;

— применить последовательное или параллельное соединение нескольких магнитных антенн.

8. По результатам расчета п. 6 и из конструктивных соображений принимается решение о размерах и месте размещения катушки магнитной антенны. Конструктивный чертеж магнитной антенны приведен на рис. 16.2.

9. Точное значение действующей магнитной проницаемости антенны

$$\mu'_k = \mu_c m_L p_L q_L^2, \quad (16.4)$$

где

$$q_L = d_c / D. \quad (16.5)$$

D — диаметр катушки, см;

d_c — диаметр сердечника, см;

μ_c — эффективная магнитная проницаемость стержня;

m_L — коэффициент, зависящий от соотношения длины катушки и длины сердечника;

p_L — коэффициент, зависящий от местонахождения катушки относительно середины сердечника.

Величина коэффициента m_L определяется из графика рис. 16.3, а p_L — из графика рис. 16.4.

10. Точная расчетная индуктивность антенной катушки

$$L'_A = L_c / \mu_K \quad (16.6)$$

Если L'_A отличается от L_A , определенного в п. 4, не более чем на 10%, то можно считать $L_A \approx L'_A$. Расчет окончен, и можно принять конструктивные данные магнитной антенны b , l_c , D , d_c , x , N , h_d , а также тип катушки и тип провода, полученные в пп. 1—8 данного расчета.

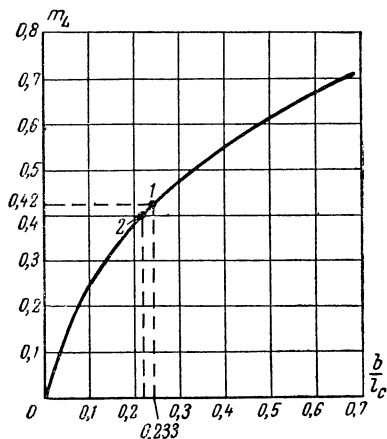


Рис. 16.3

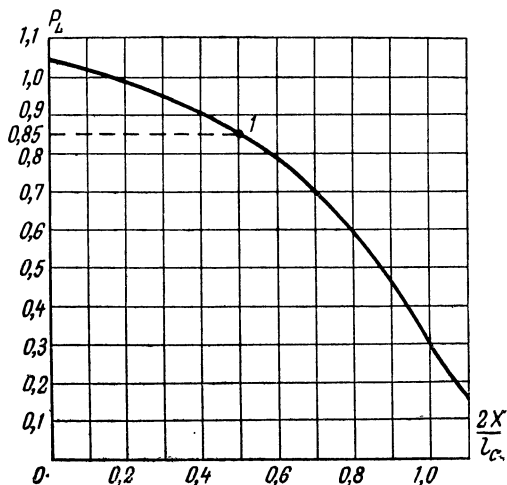


Рис. 16.4

Если L'_A отличается от L_A более чем на 10%, то необходимо повторить расчет по пп. 5—10 при новых значениях расчетной индуктивности L'_A антенной катушки, пока не будет получено необходимое соотношение между L'_A и L_A .

Пример 16.4. Произвести конструктивный расчет магнитной антенны карманного двухдиапазонного транзисторного приемника, работающего в диапазоне св.

Исходные данные

Диапазон рабочих частот: $f = 515 \div 1640$ кГц.

Индуктивность катушки антенны: $L_c = 580$ мкГн.

Действующая высота антенны: $h_d > 0,5$ см.

Требуется определить

Тип и размер сердечника антенны d_c и l_c .

Тип и диаметр провода катушки.

Число витков и место размещения катушки.

Расчет

1. Из табл. 16.1 и 16.2 выбираем тип и размеры сердечника антенны: $d_c = 8$ мм, $l_c = 160$ мм; $\mu_0 = 400$ с граничной частотой $f_{гр} = 2$ МГц.

2. По графику рис. 16.1 при $\mu_0 = 400$ и $l_c/d_c = 160/8 = 20$ определяем точку, для которой эффективная магнитная проницаемость сердечника $\mu = 120$.

3. Ориентировочное значение действующей магнитной проницаемости антенны [ф-ла (16.1)]

$$\mu_k = 0,25 \mu_c = 0,25 \cdot 120 = 30.$$

4. Ориентировочная расчетная индуктивность антенной катушки [ф-ла (16.2)]

$$L_A = L_c/\mu_k = 580/30 = 19,3 \text{ мкГн}$$

5. Выбираем вид намотки катушки антенны — однослойная сплошная намотка на каркасе диаметром $D = 9 \text{ мм}$.

6. Выбираем для намотки провод типа ПЭВ-2, для которого $d = 0,25 \text{ мм}$, $d_0 = 0,3$, $\alpha = 1,25$.

7. Число витков на один сантиметр длины намотки

$$N_0 = \frac{10}{\alpha d_0} = \frac{10}{1,25 \cdot 0,3} = 26,6. \quad (16.7)$$

8. Вспомогательный параметр

$$\rho_0 = \frac{L_A \cdot 10^3}{N_0^2 D^3} = \frac{19,3 \cdot 10^3}{26,6^2 \cdot 0,9^3} = 37,5. \quad (16.8)$$

9. По графику рис. 11.6 и значению $\rho_0 = 37,5$ определяем точку 3, для которой $b/D = 4,2$ [1].

10. Длина намотки

$$b = D(b/D) = 9 \cdot 4,2 = 37,8 \text{ мм}. \quad (16.9)$$

11. Число витков намотки

$$N = N_0 b = 26,6 \cdot 3,78 \approx 100. \quad (16.10)$$

12. Действующая высота антенны [ф-ла (16.3)]

$$h_d = 1,64 d_c^2 N \mu_{\text{ср}} \cdot 10^{-5} = 1,64 \cdot 8^2 \cdot 100 \cdot 120 \cdot 0,515 \cdot 10^{-5} = 6,5 \text{ мм}.$$

Так как $h_d = 6,5 \text{ мм} > h_{d3} = 5 \text{ мм}$, то сердечник выбран правильно.

13. В связи с тем что проектируется двухдиапазонный приемник, то рекомендуется катушки обоих диапазонов размещать на разных половинах обшего ферритового стержня. При этом середина катушки удаляется от середины стержня на расстояние $x = l_c/4$ (рис. 16.2).

14. Величины вспомогательных коэффициентов [ф-ла (16.5)]

$$d_L = d_c/D = 8/9 = 0,89.$$

По графику рис. 16.3 и отношению $b/l_c = 37,8/160 = 0,233$ получается $m_L = 0,42$; по графику рис. 16.4 и отношению $\frac{2x}{l_c} = \frac{2l_c}{4l_c} = 0,5$ получается $\rho_L = 0,85$.

15. Точное значение действующей магнитной проницаемости антенны [ф-ла (16.4)]

$$\mu'_k = \mu_c m_L \rho_L q_L^2 = 120 \cdot 0,42 \cdot 0,85 \cdot 0,89^2 = 33,9.$$

16. Точная расчетная индуктивность антенной катушки [ф-ла (16.6)]

$$L'_A = \frac{L_c}{\mu'_k} = \frac{580}{33,9} = 17,1 \text{ мкГн}.$$

17. Так как $L'_A = 17,1$ мкГн отличается от $L_A = 19,3$ мкГн более чем на 10%, то повторяем расчет по пп. 8—16 (данного расчета) при $L_A = L'_A = 17,1$ мкГн.

18. В результате повторного расчета (пп. 8—16) получаем: по ф-ле (16.8)

$$p'_0 = \frac{L_A \cdot 10^3}{N_0^2 D^3} = \frac{17,1 \cdot 10^3}{26,6^2 \cdot 0,9^3} = 33,1; \quad b/D = 3,75;$$

по ф-ле (16.9)

$$b = D (b/D) = 9 \cdot 3,75 = 33,7 \text{ мм};$$

по ф-ле (16.10)

$$N = N_0 b = 26,6 \cdot 3,37 = 90;$$

по ф-ле (16.3)

$$h_d = 1,64 \cdot d_c^2 N \mu_c f_{min} \cdot 10^{-5} = 1,64 \cdot 8^2 \cdot 90 \cdot 120 \cdot 0,515 \cdot 10^5 = \\ = 5,8 \text{ мм} > h_{дз} = 5 \text{ мм};$$

$$b/l_c = 32,7/160 = 0,21; \quad m'_L = 0,4; \quad q_L = 0,89; \quad p_L = 0,85;$$

по ф-ле (16.4)

$$\mu''_k = \mu_c m'_L p_L q_L^2 = 120 \cdot 0,4 \cdot 0,85 \cdot 0,89^2 = 32,3;$$

по ф-ле (16.3)

$$L''_A = \frac{L}{\mu''_k} = \frac{580}{32,3} = 17,9 \text{ мкГн}.$$

19. Так как $L''_A = 17,9$ мкГн отличается от $L'_A = 17,1$ мкГн не более чем на 10%, то расчет заканчивается. Для магнитной антенны принимаем:

$$d_c = 8 \text{ мм}; \quad l_c = 160 \text{ мм}; \quad x = \frac{l_c}{4} = 40 \text{ мм};$$

$$L = 580 \text{ мкГн}; \quad h_d = 5,8 \text{ мм}.$$

$$D = 9 \text{ мм}; \quad N = 90 \text{ витков}; \quad b = 33,7 \text{ мм}.$$

Намотка катушки — однослойная сплошная, провод — типа ПЭВ-2 с $d = 0,25$ мм и $d_0 = 0,3$ мм.

Многосвязные фильтры сосредоточенной селекции (ФСС)

Многосвязные фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) применяются в основном в тракте промежуточной частоты. На рис. 16.5б приведена принципиальная схема четырехзвенного ФСС, а на рис. 16.5а — его конструкция.

Конструктивный расчет ФСС состоит из:

— конструктивного расчета катушек фильтра с экранами [1];

— компоновки звеньев фильтра (рис. 16.5а);

— определения геометрических размеров фильтра.

Конструктивный расчет катушек контуров в экранах приведен в [1].

При конструктивном расчете катушек ФСС необходимо выбирать такую их конструкцию, при которой получается наибольшая добротность. Поэтому

в ФСС рекомендуется применять катушки с броневыми сердечниками из карбонильного железа или феррита. Настройка контуров ФСС обычно осуществляется изменением индуктивности катушек при помощи подстроечника сердечника. Конденсаторы контуров звеньев фильтра и конденсаторы связи должны быть только слюдяные и керамические. Связь между отдельными

a)

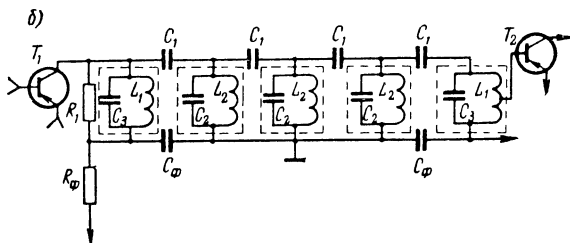
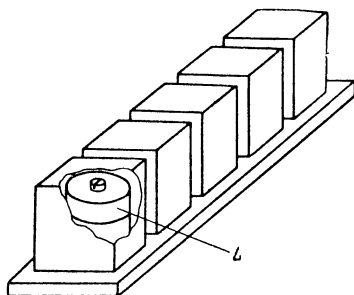


Рис. 16.5

звеньями фильтра должна осуществляться только через конденсаторы связи. Для предотвращения паразитных связей каждую катушку следует заключить в самостоятельный экран.

§ 16.3. Конструктивная разработка радиоприемного устройства

Выбор и конструктивная разработка отдельных узлов и деталей

При выборе и конструктивной разработке отдельных узлов и деталей необходимо стремиться к максимальному использованию стандартных узлов и деталей, а именно: сопротивлений, конденсаторов переменной и постоянной емкостей, переключателей поддиапазонов и т. д.

Контуры, полосовые фильтры и трансформаторы необходимо конструировать в соответствии с требуемыми параметрами. Сердечники для контурных катушек и катушек фильтров необходимо использовать стандартные. Конструктивное размещение катушек и конденсаторов контуров в индивидуальных экранах создает конструктивно законченный узел, который можно размещать, не опасаясь непосредственной близости между контурами и с другими элементами устройства.

Компоновка узлов и деталей радиоприемника

Правильная компоновка, т. е. правильное размещение и взаиморасположение узлов и деталей, а также надежное их закрепление в конструировании приемных устройств играют весьма важную роль.

Дело в том, что параметры многих деталей и узлов при их установке могут значительно изменяться. Кроме того, параметры отдельных узлов и участков схемы могут изменяться под влиянием электромагнитных и электростатических полей соседних узлов; может возникнуть нежелательная (паразитная) связь между токопроводящими линиями схемы.

Основные принципы компоновки включают:

- художественное оформление внешнего вида [47];
- удобство эксплуатации и простоту обращения;
- оптимальный удобный электрический монтаж схемы;
- требования в отношении формы, а также ограничение габаритов.

Выбирая за основу компоновки один из указанных принципов, конструктор не должен забывать и о других.

Устойчивость работы приемного устройства в значительной степени зависит от правильного размещения и взаимного положения узлов, деталей и монтажных проводников. При конструировании и компоновке стремятся свести к минимуму индуктивные и емкостные связи между деталями, узлами и монтажными проводниками или устранить их вообще.

Узлы и детали, между которыми могут возникнуть нежелательные паразитные связи, следует удалять друг от друга на возможно большее расстояние. Наоборот, узлы и детали, входящие в одну цепь (например, коллекторную), следует размещать с возможно меньшими расстояниями между ними. Этим самым сокращается длина монтажных проводов, уменьшается собственная емкость монтажа и объем, занимаемый каскадами, следовательно, можно дальше разместить друг от друга мешающие каскады без увеличения общих габаритов устройства.

Экранирование полей катушек и других деталей и узлов, а также экранирование монтажных проводов является в ряде случаев надежным решением. Экранировать можно как отдельный узел (например, катушку), так и группу деталей и узлов одной цепи.

Экран ограничивает электромагнитное и электростатическое поля, поэтому катушки в экранах могут располагаться рядом и иметь одинаковое направление витков. Однако не надо забывать, что экранирование ухудшает электрические характеристики контура.

Радиовещательные радиоприемники должны обладать красивым внешним видом, иметь простое управление. Обязательным условием являются акустические показатели, т. е. качество звучания, особенно при воспроизведении грамзаписи. Монтируется радиовещательный приемник, как правило, на одном шасси. Шасси вставляется в футляр, который придает приемнику необходимый декоративный вид и выполняет функции акустического отражателя. Громкоговорители приемников высшего, I и II классов крепятся на резонирующих досках, укрепленных на стенках футляра. У приемников III и IV классов громкоговорители могут крепиться на шасси.

При компоновке узлов приемника рекомендуется:

— делать все соединительные монтажные проводники по возможности более короткими, желательно вместо соединительных проводников использовать выводы деталей (сопротивлений, конденсаторов и т. д.);

— соединительные проводники базовых и коллекторных цепей нельзя располагать параллельно, а необходимо разносить эти проводники и детали возможно дальше друг от друга;

— если не удастся разместить проводники так, чтобы их поля не влияли друг на друга, а также, чтобы на проводник не влияли поля других элементов монтажа, применяются экранированные провода, заключенные в металлическую оболочку;

— открытые (не экранированные) контурные катушки, находящиеся в различных цепях (например, во входных и гетеродинных контурах) и расположенные близко друг от друга, следует установить так, чтобы их витки располагались под углом, близким к 90° , или перпендикулярно;

— детали, которые нужно будет настраивать или подбирать при налаживании, помещают в наиболее доступных местах;

— конденсаторы переменной емкости, являющиеся органами настройки радиоприемника, должны размещаться в местах, удобных для их связи с механизмами управления и отсчетными устройствами;

— размещать органы управления симметрично и в таком порядке, чтобы ими было удобно пользоваться;

— размещать сменные элементы так, чтобы их легко было заменить;

— для предохранения деталей от перегрева следует избегать скученной компоновки, нельзя помещать полупроводниковые приборы и электролитические конденсаторы около сильно нагреваемых деталей;

— продумать вопрос о приводе для вращения органов настройки, а также о форме и конструкции шкалы.

После окончания компоновки шасси приступают к выбору вариантов внешнего оформления приемника.

Применение интегральных пленочных микросхем в радиоприемной аппаратуре

Наиболее значительные успехи достигнуты в настоящее время в области разработки и выпуска интегральных пленочных микросхем для вычислительной техники и устройств автоматики.

Менее разработаны приемно-усилительные интегральные схемы и устройства с их использованием.

Главная причина — это сложность непосредственного перевода приемно-усилительных схем из дискретных компонентов в интегральные схемы.

Все возрастающие требования по избирательности радиоприемных устройств и ослаблению побочных излучений передатчиков не позволяют исключить или значительно уменьшить число контуров в радиоэлектронных устройствах.

Одна из нерешенных проблем в настоящее время — создание для микроэлектронных схем избирательных элементов (микроиндуктивностей) и систем. Наличие этой проблемы не позволяет проводить комплексную микроминиатюризацию радиоприемной аппаратуры и получить значительный выигрыш в габаритах и весе по сравнению с микромодульными конструкциями.

В связи с этим задача уменьшения габаритов контуров и фильтрующих систем для радиоприемной аппаратуры приобретает решающее значение.

По методу изготовления индуктивности для микроэлектронных схем можно разделить на следующие группы:

— микроиндуктивности на каркасах с сердечниками из ферромагнитных материалов или без сердечников;

— микроиндуктивности, полученные напылением в вакууме, химическим осаждением или травлением;

— микроиндуктивности на основе индуктивных явлений в полупроводниковых структурах.

Получение микроиндуктивностей на основе полупроводниковых структур в настоящее время переходит из стадии теоретического исследования к практическому применению в схемах, например, индуктивный диод с прямым смещением, индуктивный транзистор и т. д.

Для приемно-усилительной аппаратуры практическое использование в настоящее время могут найти только навесные микроиндуктивности на каркасах.

Вопрос о создании пленочных микроиндуктивностей является еще проблемным.

Большие трудности при разработке микросхем высококачественных усилителей возникают в связи с ограниченным диапазоном емкостей пленочных конденсаторов. В условиях мелкосерийного производства пленочные конденсаторы могут иметь удельную емкость до 10—15 тыс. $\text{пф}/\text{см}^2$. Легко видеть, что наиболее распространенные в приемно-усилительных блоках развязывающие конденсаторы емкостью в 30—50 тыс. пф должны занимать площадку на подложке в 3—5 см^2 , что приводит к крайне нерациональному использованию площади подложки, а следовательно, и объема всей схемы.

Отмеченные трудности и проблемы являются, несомненно, сдерживающими факторами в разработке радиоприемной аппаратуры с применением интегральных схем. Однако, несмотря на эти трудности, интегральные схемы за последние годы все шире начинают применяться в радиоприемных устройствах.

В радиоприемных устройствах транзисторы, конденсаторы, сопротивления и соединительные элементы изготавливаются на общей подложке, а избирательность обеспечивается применением кварцевых или электромеханических фильтров, помещенных в стандартные корпуса транзисторов.

Таким образом, при конструировании отдельных блоков радиоприемных устройств применяются в основном гибридные пленочные схемы. Трудности конструирования интегральных приемно-усилительных схем вынуждают искать компромиссные решения, позволяющие строить схемы с учетом ограничений тонкопленочной технологии (замена контуров RC -микрофильтрами, применение непосредственной связи между каскадами, выбор более глубоких обратных связей и т. д.).

Дальнейшее совершенствование технологии, несомненно, позволит полнее удовлетворить требованиям, предъявляемым к схемам современной радиоприемной аппаратуры.

Таким образом, для конструирования радиоприемной аппаратуры в настоящее время наиболее перспективным является применение гибридных интегральных пленочных микросхем с навесными миниатюрными индуктивностями, фильтрами, а также миниатюрными бескорпусными транзисторами и диодами.

Л и т е р а т у р а

1. Екимов В. Д., Павлов К. М. Проектирование радиоприемных устройств. М., «Связь», 1970.
2. Екимов В. Проектирование транзисторных приемников. — «Радио», 1966, № 7—12.
3. Гумеля Е. Б. Выбор схем транзисторных приемников. М., «Энергия», 1968.
4. Васильев В. Транзисторный приемник начинающего. — «Радио», 1966, № 1, стр. 54—58.
5. Хмарцев В. Транзисторный стерео. — «Радио», 1970, № 5, стр. 37—39; № 7, стр. 46—48.
6. Кисин Л. и др. Телевизор «Электроника ВЛ-100». — «Радио», 1970, № 4, стр. 31—34.
7. Казанский И. Твой путь в эфир. — «Радио», 1970, № 4—11.
8. Единая Всесоюзная спортивная классификация. — «Радио», 1969, № 1, стр. 15—16.
9. Ломанович В. Транзисторный 1-V-3. — «Радио», 1969, № 1, стр. 22—23.
10. Гречихин А. Школа начинающего «лисолова». — «Радио», 1966, № 3—6.
11. Лабутин Л. Радиостанция на транзисторах. — «Радио», 1971, № 8, стр. 25—28.
12. Кузьмин В. Приемник «лисолова». — «Радио», 1971, № 6, стр. 14—16.
13. Балашов Н. Приемник юного «лисолова». — «Радио», 1971, № 3, стр. 49—50.
14. Калачев В., Верхотуров В. Трехдиапазонный приемник для «охоты на лис». — «Радио», 1969, № 4, стр. 17—20.
15. Белоусов А. Оснащение «лисолова». — «Радио», 1968, № 10, стр. 25—26.
16. Хомич В. Ферритовые антенны для «лисолова». — «Радио», 1966, № 7, стр. 21.
17. Гречихин А. На «лис» по азимуту. — «Радио», 1968, № 5, стр. 47—48.
18. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Ред. Р. А. Валитов. М., «Связь», 1966.
19. Перцов С. В., Шуцкой К. А. Усилители радиочастоты. М., «Энергия», 1969.
20. Жеребцов И. П. Основы электроники. М., «Энергия», 1967.
21. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В., Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Советское радио», 1971.
22. Соболевский А. Г. Вы хотите сконструировать приемник. М., «Связь», 1971.
23. Айсберг Е. Транзистор? Это очень просто. М., «Энергия», 1964.
24. Транзисторы. Справочник. Под ред. Николаевского И. Ф. М., «Связь», 1969.

25. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. М., «Советское радио», 1968.
26. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам. Под ред. Горунова. М., «Энергия», 1968.
27. Калихан С. Г., Левин Я. М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. М., «Связь», 1969.
28. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. М., «Энергия», 1965.
29. Рабинович В., Королькова Л. Керамические конденсаторы переменной емкости. — «Радио», 1970, № 8, стр. 54—55.
30. Белов И. Ф., Дрызго Е. В. Справочник по транзисторным радиоприемникам. М., «Советское радио», 1970.
31. Документы X Пленарной ассамблеи. Женева, 1963, т. I. М., «Связь», 1964.
32. Общесоюзные нормы на ширину полосы частот для различных классов излучений. М., «Связь», 1967.
33. Фрид Е. А., Азарх С. Х. Пьезокерамические фильтры. М., «Энергия», 1967.
34. Великан Я. Н., Гельмонт З. Я., Зелях Э. В. Пьезокерамические фильтры. М., «Связь», 1966.
35. Глоzman И. А., Власов П. В. Применение пьезокерамики. М., «Знание», 1970.
36. Можно ли применять в приемнике пьезокерамический фильтр типа ПФИП? — «Радио», 1971, № 4, стр. 62.
37. Васильев В. Пьезокерамические фильтры в любительских радиоприемниках. — «Радио», 1971, № 8, стр. 42—43.
38. Бобров Н. В., Максимов Г. В., Мичурин В. И., Николаев Д. П. Расчет радиоприемников. М., Воениздат, 1971.
39. Бобров Н. В., Максимов Г. В., Мичурин В. И., Николаев Д. П. Радиоприемные устройства. М., «Советское радио», 1971.
40. Шапиро Д. Н. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. М., «Энергия», 1968.
41. Крылов Г. М., Смирнов Г. А., Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. М., «Энергия», 1967.
42. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. М., «Советское радио», 1968.
43. Васецкий А. АРУ в «лисоловах». — «Радио», 1967, № 8, стр. 25.
44. Бунилович С., Яйленко Л. Техника любительской однополосной радиосвязи. М., ДОСААФ, 1970.
45. Ферриты и магнитодиэлектрики. Справочник. Под ред. Н. Д. Горбунова и Г. А. Матвеева. М., «Советское радио», 1968.
46. Хомич В. И. Приемные ферритовые антенны. М., Госэнергоиздат, 1963.
47. Варламов Р. Г. Основы художественного конструирования радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1967.
48. Горшелев В. Д., Красноцветова З. Г., Савельев А. А., Тетерин Г. Н. Основы проектирования радиоприемников. М., «Энергия», 1967.
49. Азарх С. Х., Фрид Е. А. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры М.—Л. Госэнергоиздат, 1963.
50. Майоров С. А. Проектирование и производство модулей и микромодулей. М., «Машиностроение», 1968.
51. Цымбалюк В. С., Крюков Ю. Г., Грабов Э. Б. Микроминиатюризация приемно-усилительной аппаратуры. М., «Связь», 1968.

52. Свистунов Ю. А., Солдатенков В. А. Микроэлектроника. М., «Знание», 1970.
53. Дольник А. Г. Громкоговорители. М., «Энергия», 1964.
54. Цыкин Г. С. Усилительные устройства. М., «Связь», 1971.
55. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Связь», 1967.
56. Палшков В. В. Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1965.
57. Кукес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации. М., «Советское радио», 1964.
58. Михайлов И. В., Пропошин А. И. Конденсаторы. М., «Энергия», 1965.
59. Ломанович В. Справочник по радиодеталям. М., ДОСААФ, 1966.
60. Рогинский И. Ю. Детали миниатюрной аппаратуры. М., «Энергия», 1971.
61. «Радио», 1969, № 6—8; 1970, №№ 3, 4, 6, 12; 1971, №№ 2, 7.
62. Шитиков Г. Т. Стабильные диапазонные автогенераторы. М., «Советское радио», 1965.
63. Васильевич И. Преобразователи частоты на транзисторах. — «Радио», 1964, № 5, стр. 26—28.
64. Аперiodические усилители на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. М., «Советское радио», 1968.
65. Левандовский Б. А. Шкалы и верньерные устройства. М., Госэнергоиздат, 1962.
66. Тихомиров В. С. Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада. М., «Энергия», 1969.
67. Голубев В. Н. Частотная избирательность радиоприемников АМ сигналов. М., «Связь», 1970.
68. Клейнер И. М., Шпекторов Л. Н. Растянутые диапазоны. М., «Энергия», 1968.
69. Синельников А. Х. Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты. М., «Энергия», 1969.
70. Панов А. Микросхема 1ММ6, 0. — «Радио», 1970, № 1.
71. Единая система конструкторской документации. — «Радио», 1971, № 3, стр. 43—46.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ТРАН

Тип приемника	Класс	Диапазон принимаемых частот, Мгц	Чувствительность		Избирательность при расстройке ± 10 кгц, Дб	Ослабление зеркального канала, Дб	Действие АРУ	
			с внешней антенной, Мкв	с магнитной антенной, Мв/М			изменение на входе, Дб	изменение на выходе, Дб
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Романтика-104 стереомагниторадиола	1	дв 0,15 ÷ 0,41	50	—	60	60	40	4 ÷ 5
		св 0,52 ÷ 1,6	50	—	60	45		
		кв 3,9 ÷ 5,7	50	—	60	30		
		5,7 ÷ 7,4 9,4 ÷ 12,1 укв 65,8 ÷ 73,0	2 ÷ 4	—	—	30		
Рига-103	1	дв св кв укв	— — 150 5,0	1,0 0,7 — —	—	—	—	
Нева-М	4	дв 0,15 ÷ 0,41 св 0,52 ÷ 1,6	— —	1,5 1,0	20 16	26 20	—	—
Океан	2	дв 0,15 ÷ 0,41	100	0,5	40	60	40	5 ÷ 7
		св 0,52 ÷ 1,6	100	0,4	40	50		
		кв 3,9 ÷ 5,7				40		
		5,8 ÷ 6,3				30		
		7,0 ÷ 7,4				25		
9,4 ÷ 9,9	100	40	25					
11,6 ÷ 12,0			20					
укв 65,8 ÷ 73,0		10						
Автомобильный приемник А-370		дв 0,15 ÷ 0,41 св 0,52 ÷ 1,6	250 75	— —	30 30	46 46	26	8
Сокол-6	3	дв 0,15 ÷ 0,41	—	2,0	46	30	26	6
		св 0,52 ÷ 1,6	—	1,0		26		
		кв 3,9 ÷ 7,4	150	—		14		
		кв 9,4 ÷ 12,1	150					
Селга-402	4	дв 0,15 ÷ 0,41	—	2,0	20	—	—	—
		св 0,52 ÷ 1,6	—	1,0	20	—	—	—
Микрон	—	дв 0,15 ÷ 0,41 св 0,52 ÷ 1,6	— —	25 25	12 $\pm (30$ кгц)	—	—	—

Примечание. Тип оформления: С — стационарный; н/п — настольно-переносный;

ЗИСТОРНЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Частотная характеристика, кГц	Номинальная выходная мощность, Мвт	Коэффициент нелинейных искажений, %	Тип громкоговорителя	Тип и напряжение источников питания, в	Потребляемая мощность не более, вт	Промежуточная частота, МГц	Габариты, мм	Вес, кг	Тип оформления
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
60 ÷ 12 500	1 500	2	4 шт. 4ГД-28 4 шт. 1ГД-28	сеть 127/220	80	0,465 6,5	890×434×386	32	с
150 ÷ 12 000	500	—	2 шт. 1ГД-4Б	12 8 шт. «373»	1,5	—	380×120×280	5,5	н/п
450 ÷ 3 000	60	—	0,1 ГД-12	9 Крона-ВЦ	0,25	0,465	113×70×34	0,33	К
120 ÷ 14 000	500	—	1ГД-4А	6 шт. «373» 9	0,8	0,465 10,7	325×247×116	3,5	П
—	2 000		4ГД-8 (2ГД-19)	12,8 Борт	8	0,465	—	1,0	А
300 ÷ 7 000	100	6	0,5ГД-21 (0,5ГД-12)	6 4 шт. «343»	0,5	0,465	280×206×70	2,0	П
450 ÷ 3,150	200	10	0,25 ГД-1	9 Крона ВЦ 7Д-0,1	0,35	0,465	170×100×47	0,5	П
300 ÷ 3 000	50 мквт	—	телефон ТМ-4М	1,25 до 03	— 0,003	—	55×39×12	0,038	М

А — автомобильный; П — переносный; К — карманный; М — миниатюрный.

ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ [24, 26]

Тип транзистора	Режим измерения		Номинальные значения параметров							Предельные параметры				
	U_c в	I_c мА	h_{11e} ком	h_{21e}	h_{22e} мксим	$h_{12e} \cdot 10^{-3}$	$r_b^{сc}$ псек	C_c пф	f_T МГц	$P_{с max}$ мвт	$E_{с max}$ в	$I_{с max}$ ма	I_{CBO} мкА	
														U_c
МП40	5	1	0,2 ÷ 2,0	20 ÷ 40	12 ÷ 100	2 ÷ 12	$r_b = 220$ ом	60	0,6	150	10	40	15	
МП41	5	1	0,2 ÷ 2,0	30 ÷ 60	12 ÷ 100	2 ÷ 12	$r_b = 220$ ом	60	0,6	150	10	40	15	
ГТ108Б	5	1	0,5 ÷ 3,5	35 ÷ 80	100 ÷ 250	—	5000	50	0,6	75	10	50	10	
ГТ109Е	1,2	0,1	1,4 ÷ 3,0	50 ÷ 100	25 ÷ 330	0,4 ÷ 1,0	5000	40	3,0	30	6	20	2	
П401	5	5	0,08 ÷ 7,0	16 ÷ 300	30 ÷ 300	—	3500	15	30	100	10	20	10	
П402	5	5	0,08 ÷ 7,0	16 ÷ 250	30 ÷ 300	—	1000	10	60	100	10	10	5	
ГТ308А	5	5	0,17 ÷ 1,2	15 ÷ 50	30 ÷ 180	0,15 ÷ 2,5	400	8	90	150	12	50	2	
П403	5	5	0,08 ÷ 7,0	30 ÷ 100	30 ÷ 300	—	500	10	120	100	10	20	5	
ГТ309А	5	1	0,2 ÷ 2,7	20 ÷ 70	10 ÷ 350	—	500	10	120	50	10	10	5	
ГТ309Б	5	1	0,2 ÷ 2,7	60 ÷ 180	10 ÷ 350	—	500	10	120	50	10	10	5	
ГТ311Е	5	5	0,45 ÷ 6,0	15 ÷ 80	20 ÷ 160	2 ÷ 3	75	2,5	300	150	12	50	10	
ГТ311И	5	5	0,45 ÷ 6,0	100 ÷ 300	120 ÷ 600	2 ÷ 3	100	2,5	450 ÷ 1000	100	10	50	10	
ГТ313А	5	5	0,1 ÷ 7,5	20 ÷ 250	50 ÷ 1200	1,2 ÷ 5,0	75	2,5	300 ÷ 1000	100	15	10	3	
ГТ313Б	5	5	0,1 ÷ 7,5	20 ÷ 250	50 ÷ 1200	1,2 ÷ 5,0	40	2,0	450 ÷ 1000	100	15	10	3	
ГТ322А	5	1	0,46 ÷ 2,1	20 ÷ 70	1 ÷ 70	0,01 ÷ 0,11	200	1,8	80 ÷ 110	50	15	5	4	

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ V-ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

($U_c = 5$ в; $I_c = 1$ ма; $t = 20 \pm 5^\circ \text{C}$) [30]

Тип транзистора	f_T МГц	$0,3f_s^{(1)}$ МГц	S ма/в	R_{11} ком	C_{11} пф	R_{22} ком	i_{c22} пф	C_{12} пф	h_{21e}	$ h_{21e} ^{(2)}$	$F_{ш}$ дб	I СВО мкА
П401	30	1,1	24 ÷ 30 28	0,5 ÷ 5,0 1,2	40 ÷ 280 140	30 ÷ 200 120	4 ÷ 24 12	4 ÷ 12 7	16 ÷ 300 30	—	—	≤ 10 5
П402	60	8,1	25 ÷ 35 29	0,4 ÷ 4,0 1,0	40 ÷ 200 150	40 ÷ 280 160	5 ÷ 30 9	4 ÷ 7 5	16 ÷ 250 35	—	—	≤ 5 3
П403	120	21	25 ÷ 32 30	1,0 ÷ 2,8 1,5	70 ÷ 180 120	75 ÷ 200 120	6 ÷ 18 8	4,5 ÷ 8 6	30 ÷ 100 60	—	—	≤ 5 2
П422	50	6,3	25 ÷ 30 28	0,8 ÷ 3,5 1,2	80 ÷ 240 120	50 ÷ 240 150	4 ÷ 30 10	3,5 ÷ 7,5 5	30 ÷ 100 45	2,5	≤ 10 5	≤ 5 2
П423	100	24	25 ÷ 30 —	1,8 ÷ 3,0 1,5	70 ÷ 200 120	70—230 120	4 ÷ 10 8	—	30 ÷ 100	5	≤ 10 5	≤ 5 2
ГТ309А	120	27	25 ÷ 32 30	0,5 ÷ 2,0 1,0	30 ÷ 90 70	30 ÷ 300 160	4 ÷ 12 8	1,8 ÷ 3,8 2	20 ÷ 70 50	6	≤ 10 5	≤ 5 2
ГТ309Б	120	27	25 ÷ 32 30	0,8 ÷ 2,5 1,5	20 ÷ 90 50	30 ÷ 300 160	4 ÷ 10 8	1,8 ÷ 2,8 2	60 ÷ 180 100	6	≤ 10 4	≤ 5 2
ГТ310А	160	24	26 ÷ 32 30	1,0 ÷ 5,5 1,5	20 ÷ 100 70	150 ÷ 500 200	3 ÷ 10 8	2 ÷ 2,9 2,3	20 ÷ 70 50	8	≤ 10 3	≤ 5 1,5
ГТ310Б	160	24	26 ÷ 32 30	2,2	21	72	13	—	60—180 120	8	≤ 10 3	≤ 5 1,5

Примечания: 1) Параметры измерены на частоте 465 кГц, но могут использоваться для расчета в диапазоне рабочих частот до $0,3f_s$, в котором они практически не зависят от частоты.

2) $|h_{21e}|$ — модуль коэффициента усиления по току на $f = 20$ МГц.

3) Обозначения параметров соответствуют принятым в главе 3.

4) В каждой графе верхние цифры характеризуют граничные значения параметров, нижние — наиболее вероятное (среднее) значение.

Цена 63 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»