

Министерство образования Российской Федерации

Владивостокский государственный университет  
экономики и сервиса

---

**Ю.А. ЛЕВАШОВ**

# **ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

*Рекомендовано Дальневосточным  
региональным учебно-методическим  
центром в качестве учебного пособия  
для студентов специальности 201500  
«Бытовая радиоэлектронная аппаратура»  
вузов региона*

Владивосток  
Издательство ВГУЭС  
2004

ББК 32.846

Л 34

Рецензенты: Стаценко Л.Г., д-р физ.-мат наук,  
профессор, зав. кафедрой радиовещания,  
телевидения и связи  
Мальшенко Ю.В., д-р техн. наук,  
начальник кафедры организации  
таможенного контроля ВФ РТА

Левашов Ю.А.

Л 34 ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ: Учебное  
пособие. – Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 2004. – 108 с.

Пособие содержит методику схемотехнического проектирования радиовещательных приемников на многофункциональных интегральных микросхемах. Даются рекомендации, формулы и справочные материалы для разработки структурной схемы приемника и его избирательных систем. Приводятся примеры расчетов, описывается методика настройки и контроля параметров приемника.

Для студентов специальности 201500 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» направления 654200 «Радиотехника».

ББК 32.846

© Издательство Владивостокского  
государственного университета  
экономики и сервиса, 2004

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по радиотехническим специальностям, и может быть использовано при курсовом проектировании и проведении практических занятий по дисциплине «Прием и обработка сигналов».

В существующей учебной и технической литературе [1, 2, 3] недостаточное внимание уделено аналитическим методам составления структурных схем радиовещательных приемников на многофункциональных ИМС. Современные технические решения и подходы к построению радиоприемников предполагают высокую квалификацию и опыт практической деятельности у разработчиков [2, 4, 5, 6]. При студенческом проектировании в условиях ограниченного времени для усвоения материала и выбора оптимальных решений необходимо использование современных информационных технологий и, следовательно, наличие исходных данных для создания достаточно простых математических моделей приемного тракта и его функциональных узлов. В то же время в неперездававшихся более десяти лет пособиях [3, 7, 8, 9] излагаются в основном методы расчета радиоприемных устройств на дискретных транзисторах и ИМС малой степени интеграции.

В предлагаемом учебном пособии сделана попытка восполнить этот пробел. Особое внимание в нем уделено методам выбора многофункциональной ИМС (по заданной чувствительности и коэффициенту шума приемника) и построения на ее основе принципиальной схемы радиоприемника, удовлетворяющего остальным требованиям задания. В пособии также рассмотрены методы улучшения технологичности приемника за счет упрощения избирательных систем (уменьшения количества моточных изделий и регулировок).

Автор благодарит рецензентов за ряд ценных замечаний, способствовавших улучшению содержательной части пособия.

# 1. РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКА

## 1.1. Общие рекомендации по разработке структурной схемы

Современные радиовещательные приемники в подавляющем большинстве случаев строят по супергетеродинной схеме. Все супергетеродинные приемники состоят из трех основных частей: линейного тракта, демодулятора и устройств регулировок (управления). Линейный тракт одинаков для приемников различных типов. Он состоит из преселектора (входная цепь и усилитель радиочастоты), преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты.

При расчете структурной схемы на основе сравнения нескольких вариантов выбирается оптимальный, т.е. наиболее выгодный, который позволяет обеспечить заданные характеристики радиоприемника при минимальной его стоимости. На этапе разработки структурной схемы требуется обеспечить минимальное число электронных приборов и максимально возможную простоту избирательных систем по тракту высокой и промежуточной частоты.

Очевидно, что минимальное число электронных приборов можно получить при использовании многофункциональных ИМС высокой степени интеграции. Например, ИМС K174XA10 обеспечивает построение всех функциональных узлов супергетеродинного приемника АМ сигналов, тракта ПЧ-ЧМ и частотного детектора приемника ЧМ сигналов и включает в себя дополнительно оконечное устройство (УЗЧ). Однако схема имеет плохую чувствительность, высокий коэффициент шума, что ограничивает ее применение. Поэтому в ряде случаев более выгодным является использование ИМС более низкой степени интеграции и дискретных полупроводниковых приборов.

При построении тракта радиочастоты необходимо стремиться к уменьшению числа перестраиваемых контуров. Это позволяет повысить технологичность приемника (за счет уменьшения количества точных изделий и упрощения регулировок) и упрощает использование многофункциональных ИМС, так как некоторые из них не позволяют подключения резонансного контура к интегральному УРЧ. Здесь следует максимально использовать возможности выбора оптимальных видов связи контура входной цепи с антенной и УРЧ. Хорошие результаты дает введение истокового повторителя между контуром входной цепи и входом ИМС, что позволяет наряду с повышением избирательности по зеркальному каналу на верхних частотах диапазона улучшить избирательность приемника по перекрестной помехе [11].

В тракте промежуточной частоты наиболее технологичным является использование пьезокерамических фильтров сосредоточенной селекции, если не оговариваются особо жесткие требования к линейности фазочастотной характеристики. Существенное значение имеет здесь также оптимальное распределение допустимого ослабления на краях полосы пропускания линейного тракта между трактом высокой и промежуточной частоты, что позволяет в ряде случаев обеспечить использование в преселекторах одноконтурной избирательной системы.

## 1.2. Расчет полосы пропускания линейного тракта

Ширина полосы пропускания линейного тракта складывается из ширины спектра радиочастот принимаемого сигнала ( $\Pi_c$ ) и запаса полосы, требуемого для учета нестабильности и неточностей настроек приемника ( $\Pi_{nc}$ ), то есть

$$\Pi = \Pi_c + \Pi_{nc} . \quad (1.1)$$

Для АМ двухполосных телефонных (радиовещательных) сигналов, ширина спектра радиочастот

$$\Pi = 2F_{MB} , \quad (1.2)$$

где  $F_{MB}$  – верхняя частота модуляции сообщения.

Для АМ однополосных телефонных сигналов

$$\Pi_c = F_{MB} - F_{MH} , \quad (1.3)$$

где  $F_{MH}$  – нижняя частота модуляции.

Для ЧМ телефонных (радиовещательных) сигналов

$$\Pi_c = 2F_{MB} \left( 1 + \beta_{max} + \sqrt{\beta_{max}} \right) , \quad (1.4)$$

где  $\beta_{max} > 1$  – максимальное значение индекса частотной модуляции.

Если  $\beta_{max} \leq 1$ , то для телефонных ЧМ сигналов

$$\Pi_c = 2F_{MB} . \quad (1.5)$$

Запас полосы пропускания [9]:

$$\Pi_{nc} = 2\sqrt{\delta f_c^2 + \delta f_r^2 + \delta f_{nr}^2 + \delta f_{np0}^2} , \quad (1.6)$$

где  $\delta f_c$  и  $\delta f_r$  – нестабильности частот сигнала  $f_c$  и гетеродина  $f_r$ ;

$\delta f_{nr}$  и  $\delta f_{np0}$  – неточности настроек частот гетеродина  $f_r$  и УПЧ  $f_{np0}$ .

При автоматической настройке

$$\delta f_{nr} = 0,003 \div 0,01 \cdot f_r ,$$

$$\delta f_{np0} = 0,0003 \div 0,003 \cdot f_{np0} .$$

При ручной настройке с индикацией по звуку эти ошибки малы и стремятся к нулю, тогда

$$\Pi_{nc} = 2\sqrt{\delta f_c^2 + \delta f_r^2}. \quad (1.7)$$

В радиовещательных приемниках без кварцевой стабилизации частоты гетеродина  $\delta f_c/f_c \ll \delta f_r/f_r$ , тогда

$$\Pi_{nc} = 2\delta f_r. \quad (1.8)$$

Нестабильность частоты гетеродина без кварцевой стабилизации в диапазоне частот до 30 МГц

$$\delta f_r = 0,0001 \div 0,001 \cdot f_r, \quad (1.9)$$

в диапазоне частот свыше 30 МГц

$$\delta f_r = 0,01 \div 0,001 \cdot f_r,$$

т.е. с ростом частоты относительная нестабильность частоты гетеродина увеличивается.

В приемниках с кварцевой стабилизацией частоты относительная нестабильность частоты гетеродина  $\delta f_r/f_r$  составляет  $10^{-7} \div 10^{-5}$  и приближается к относительной нестабильности частоты сигнала.

При решении вопроса о выборе структурной схемы приемника можно воспользоваться коэффициентом расширения полосы пропускания [9]

$$K_p = \Pi/\Pi_c. \quad (1.10)$$

Если  $K_p < 1,1 \div 1,3$ , то за счет повышения стабильности частот сигнала и гетеродина нельзя достигнуть существенного сужения полосы пропускания. При значениях  $K_p > 1,3 \div 1,5$  путем повышения стабильности частот сигнала и гетеродина можно обеспечить сужение полосы пропускания и соответственно повысить чувствительность и избирательность приемника. Когда при наилучшей достижимой стабильности частот сигнала и гетеродина  $K_p > 1,5 \div 2$ , то целесообразно применение системы автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧГ) по отклонению промежуточной частоты сигнала от номинального значения.

Полоса пропускания линейного тракта в этом случае

$$\Pi_{АПЧГ} = \Pi_c + \Pi_{nc}/K_{АПЧГ}. \quad (1.11)$$

Для аналоговой частотной автоподстройки частоты по отклонению промежуточной частоты сигнала от номинального значения для обеспечения устойчивости системы АПЧГ рекомендуется  $K_{АПЧГ} (15 \div 25)$ .

При использовании АПЧГ полосу пропускания преселектора следует определять по формуле:

$$\Pi_{\text{пр}} = \Pi_{\text{с}} + 2\delta f_{\text{г}}, \quad (1.12)$$

а полосу пропускания УПЧ по формуле (1.11).

Если приемник в процессе работы подстраивается на частоту принимаемого сигнала, то можно полагать

$$\Pi \approx \Pi_{\text{с}}. \quad (1.13)$$

### Пример 1.1

Требуется рассчитать ширину полосы пропускания линейного тракта приемника двухполосного АМ радиовещательного сигнала: диапазон принимаемых частот от  $f_{0\text{min}} = 525 \text{ кГц}$  до  $f_{0\text{max}} = 1607 \text{ кГц}$  (диапазон СВ); промежуточная частота  $f_{\text{пр0}} = 465 \text{ кГц}$ ; диапазон воспроизводимых звуковых частот от  $F_{\text{мн}} = 0,1 \text{ кГц}$  до  $F_{\text{мв}} = 3,5 \text{ кГц}$ .

Определяем ширину спектра радиочастот принимаемого сигнала (1.2):

$$\Pi_{\text{с}} = 2 \cdot 3,5 = 7 \text{ кГц}.$$

Максимальная частота гетеродина:

$$f_{\text{гmax}} = f_{0\text{max}} + f_{\text{пр0}},$$

$$f_{\text{гmax}} = 1607 + 465 = 2072 \text{ кГц}. \quad (1/14)$$

Задаемся относительной нестабильностью частоты гетеродина и определяем абсолютную нестабильность частоты гетеродина (1.9):

$$\delta_{\text{г}} = 0,0002 \cdot 2072 = 0,4 \text{ кГц}.$$

Определяем запас полосы пропускания (1.8):

$$\Pi_{\text{нс}} = 2 \cdot 0,4 = 0,8 \text{ кГц}.$$

Требуемая ширина полосы пропускания линейного тракта (1.1):

$$\Pi = 7 + 0,8 = 7,8 \text{ кГц}.$$

Коэффициент расширения полосы пропускания (1.10):

$$K_{\text{р}} = 7,8/7 = 1,11.$$

Таким образом, за счет повышения стабильности частоты гетеродина нельзя достигнуть существенного сужения полосы пропускания.

### Пример 1.2

Требуется рассчитать ширину полосы пропускания линейного тракта приемника двухполосного АМ радиовещательного сигнала: диапазон принимаемых частот от  $f_{0\min} = 11,7 \text{ МГц}$  до  $f_{0\max} = 12,0 \text{ МГц}$  (диапазон КВ); промежуточная частота  $f_{\text{пр}0} = 0,465 \text{ МГц}$ ; диапазон воспроизводимых звуковых частот от  $F_{\text{мн}} = 0,1 \text{ кГц}$  до  $F_{\text{мв}} = 3,15 \text{ кГц}$ .

Определяем ширину спектра радиочастот принимаемого сигнала (1.2):

$$\Pi_c = 2 \cdot 3,15 = 6,3 \text{ кГц}.$$

Максимальная частота гетеродина (1.14):

$$f_{\text{г}\max} = f_{0\max} + f_{\text{пр}0},$$

$$f_{\text{г}\max} = 12,0 + 0,465 = 12,465 \text{ МГц}.$$

Задаемся относительной нестабильностью частоты гетеродина и определяем абсолютную нестабильность частоты гетеродина (1.9):

$$\delta_f = 0,0005 \cdot 12465 = 6,23 \text{ кГц}.$$

Определяем запас полосы пропускания (1.8):

$$\Pi_{\text{нс}} = 2 \cdot 6,23 = 12,46 \text{ кГц}.$$

Требуемая ширина полосы пропускания линейного тракта (1.1):

$$\Pi = 6,3 + 12,46 = 18,76 \text{ кГц}.$$

Коэффициент расширения полосы пропускания (1.10)

$$K_p = 18,76/6,3 = 2,98.$$

Рассчитанная полоса пропускания существенно ухудшит чувствительность и избирательность приемника. Целесообразно ввести автоматическую подстройку частоты гетеродина или ручную подстраивать приемник на частоту принимаемого сигнала. Из соображений минимальной стоимости приемника выбираем ручную настройку. Тогда (1.13)

$$\Pi = \Pi_c = 6,3 \text{ кГц}.$$

### 1.3. Расчет допустимого коэффициента шума

Для уточнения схемы преселектора определяем шумовую полосу линейного тракта:

$$\Pi_{\text{ш}} = (1 \div 1,2) \text{ Гц}. \quad (1.15)$$



Далее рассчитываем требуемое отношение сигнал/шум на входе приемника.

Для АМ сигналов

$$\gamma_{\text{вх}} = \gamma_{\text{вых}} \sqrt{F_{\text{мв}} \left( K_{\text{п}}^2 + m^2 \right) m^2 \Pi_{\text{ш}}}, \quad (1.16)$$

для ЧМ сигналов

$$\gamma_{\text{вх}} = \gamma_{\text{вых}} / B_{\text{чд}} B_{\text{ф}}, \quad (1.17)$$

где  $\gamma$  – отношение сигнал/шум на выходе приемника (для радиовещательных приемников АМ сигналов  $\gamma_{\text{вых}} \geq 20$  дБ (10 раз), для радиовещательных приемников ЧМ сигналов  $\gamma_{\text{вых}} \geq 26$  дБ (20 раз));

$K$  – пик-фактор модулирующего сообщения;

$m$  – коэффициент модуляции сигнала.

При принятой методике испытаний приемников  $K_{\text{п}} = \sqrt{2}$ ;  $m = m_{\text{н}} = 0,3$ ;  $B_{\text{чд}}$  – выигрыш, даваемый системой ограничитель–частотный детектор:

$$B_{\text{чд}} = \sqrt{3m\Pi_{\text{ш}} / K_{\text{п}}^2 F_{\text{мв}}}; \quad (1.18)$$

$B_{\text{ф}}$  – выигрыш, даваемый фильтром компенсации предсказаний:

$$B_{\text{ф}} = \left( \pi \tau_{\text{ф}} F_{\text{мв}} \right)^2 \left( -\arctg 2\pi \tau_{\text{ф}} F_{\text{мв}} / 2\pi \tau_{\text{ф}} F_{\text{мв}} \right), \quad (1.19)$$

где  $\tau_{\text{ф}} = 50$  мкс – постоянная времени фильтра компенсации предсказаний.

Для обеспечения работы частотного детектора в надпороговом режиме и получения выигрыша  $B_{\text{чд}}$  согласно (1.18) нужно иметь

$$\gamma_{\text{вых}} \geq 10 \div 16 \text{ дБ}. \quad (1.20)$$

Очевидно, что  $\gamma_{\text{вых}}$  следует получить таким, чтобы удовлетворить одновременно соотношения (1.17) и (1.20).

Если чувствительность, ограниченная шумами, задана величиной э.д.с. сигнала  $E_{\text{а}}$  в антенне, то допустимая величина коэффициента шума определяется следующим выражением:

$$N_{\text{д}} \leq \left( E_{\text{а}}^2 / \gamma_{\text{вх}}^2 \right) \left( E_{\text{п}}^2 h_{\text{д}}^2 \Pi_{\text{ш}} \cdot 10^{-3} \right) 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_{\text{а}}, \quad (1.21)$$

где  $E_{\text{п}}$  – напряженность поля внешних помех в полосе 1 кГц;

$h_{\text{д}}$  – действующая высота приемной антенны;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;

$T_0 = 293^\circ\text{К}$  – номинальное значение температуры антенны в градусах по Кельвину;

$R_{\text{а}}$  – внутреннее сопротивление приемной антенны.

Если чувствительность задана в виде напряженности поля сигнала  $E$ , то

$$N_d \leq \left( \frac{E^2}{\gamma_{\text{вк}}^2} \right) \cdot E_{\text{п}}^2 \Pi_{\text{ш}} \cdot 10^{-3} \cdot \frac{h_d^2}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_a} . \quad (1.22)$$

Если чувствительность задана в виде номинальной мощности сигнала  $P_a$ , отдаваемой антенной согласованному с ней приемнику, то

$$N_d \leq \left( \frac{P_a}{\gamma_{\text{вк}}^2 kT_0 \Pi_{\text{ш}}} \right) \cdot \left( \frac{R_a}{T_0} \right) \cdot 1 , \quad (1.23)$$

где  $T_a$  – шумовая температура антенны.

Если чувствительность оценивается по шумовой температуре приемника  $T_{\text{пр}}$ , то

$$N_d \leq 1 + T_{\text{пр}}/T_0 . \quad (1.24)$$

Если  $E_{\text{п}}$  ( $T_a$ ) не задана, то ее значения можно найти в литературе. Так как величины  $E_{\text{п}}$  и  $T_a$  зависят от частоты, то расчеты по формулам (1.21), (1.22) и (1.23) следует вести для крайних точек диапазона.

Если по заданию на проектирование необходимо обеспечить чувствительность без учета внешних помех, то в формулах (1.21) и (1.22) следует положить  $E_{\text{п}} = 0$ .

Параметры антенны  $h_d$  и  $R_a$  определяются конструкцией антенны. Если конструкция антенны не оговорена ( $h_d$  и  $R_a$  не заданы), то по принятой методике испытаний приемников для внешней антенны принимаем  $h_d = 5$  м,  $R_a = 80$  Ом для ДВ и СВ диапазонов и 400 Ом для КВ диапазонов.

Для штыревой антенны  $R_a$  принимаем равным 80 Ом, а ее действующую высоту определяем по формуле:

$$h_d = l_a/2 , \quad (1.25)$$

где  $l_a$  – геометрическая длина антенны.

Для магнитной антенны принимаем  $R_a = 20$  Ом.

### Пример 1.3

Требуется рассчитать допустимый коэффициент шума приемника АМ сигналов диапазона СВ: антенна внешняя; чувствительность  $E_a \leq 60$  мкВ; диапазон воспроизводимых звуковых частот от  $F_{\text{мн}} = 0,1$  кГц до  $F_{\text{мв}} = 3,5$  кГц; ширина полосы пропускания линейного тракта  $\Pi = 7,8$  кГц.

Определяем шумовую полосу линейного тракта (1.15):

$$\Pi_{\text{ш}} = 1,1 \cdot 7,8 = 8,58 \text{ кГц} .$$

Требуемое отношение сигнал/шум на входе приемника (1.16), где  $\gamma_{\text{вых}} = 10$ ;  $K_{\Pi} = \sqrt{2}$ ;  $m = 0,3$ :

$$\gamma_{\text{вх}} = 10 \sqrt{3,5 \left( \sqrt{2}^2 + 0,3^2 \right)} / 0,3^2 \cdot 8,58 = 30,78.$$

Допустимая величина коэффициента шума (1.21), где  $E_{\Pi} = 0$ ;  $h_{\text{д}} = 5 \text{ м}$ ;  $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}$ ;  $T_0 = 293 \text{ К}$ ;  $R_{\text{а}} = 80 \text{ Ом}$ :

$$N_{\text{д}} \leq \left( 10 \cdot 10^{-6} \right)^2 / 30,78^2 \cdot 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 8,58 \cdot 10^3 \cdot 80 = 342.$$

#### Пример 1.4

Требуется рассчитать допустимый коэффициент шума приемника АМ сигналов диапазона КВ: антенна штыревая, геометрическая длина  $l_{\text{а}} = 1 \text{ м}$ ; чувствительность  $E = 0,2 \text{ мВ/м}$ ; диапазон воспроизводимых звуковых частот от  $F_{\text{мн}} = 0,1 \text{ кГц}$  до  $F_{\text{мв}} = 3,15 \text{ кГц}$ ; ширина полосы пропускания линейного тракта  $\Pi = 6,3 \text{ кГц}$ .

Определяем шумовую полосу линейного тракта (1.15):

$$\Pi_{\text{ш}} = 1,1 \cdot 6,3 = 6,93 \text{ кГц}.$$

Требуемое отношение сигнал/шум на входе приемника (1.16), где  $\gamma_{\text{вых}} = 10$ ;  $K_{\Pi} = \sqrt{2}$ ;  $m = 0,3$ :

$$\gamma_{\text{вх}} = 10 \cdot \sqrt{3,15 \left( \sqrt{2}^2 + 0,3^2 \right)} / 0,3^2 \cdot 6,93 = 32,5.$$

Действующая высота штыревой антенны (1.25):

$$h_{\text{д}} = l/2 = 0,5 \text{ м}.$$

Допустимая величина коэффициента шума (1.22), где  $E_{\Pi} = 0$ ;  $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}$ ;  $T_0 = 293 \text{ К}$ ;  $R_{\text{а}} = 80 \text{ Ом}$ :

$$N_{\text{д}} \leq \left( 0,2 \cdot 10^{-3} \right)^2 / 32,5^2 \cdot 0,5^2 / 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 6,93 \cdot 10^3 \cdot 80 = 106.$$

### 1.4. Распределение частотных искажений по избирательным каскадам приемника

Для обеспечения необходимого минимума частотных искажений в области верхних звуковых частот радиоприемному устройству задается наибольшее допустимое ослабление на краях полосы пропускания.

В детекторной части (в линейном тракте) искажения вносят контуры преселектора (входная цепь и резонансный УРЧ) и фильтры усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Необходимо также учитывать неравномерность АЧХ детектора, усилителя низкой частоты и в ряде случаев, акустической системы. В соответствии с основными положениями теории радиоприема искажения в линейном тракте приемника максимальны на минимальной частоте сигнала.

При проектировании задания величина искажений распределяется по отдельным каскадам приемника. При распределении частотных искажений по каскадам приемника можно воспользоваться данными в табл. 1.1.

Таблица 1.1

**Частотные искажения каскадов приемника**

Диапазон	Преселектор, $\sigma_{Ппр}$ , дБ	УПЧ $\sigma_{Пупч}$ , дБ	Детектор, $\sigma_{Пд}$ , дБ	УНЧ $\sigma_{Пунч}$ , дБ	Весь приемник, $\sigma_s$ , дБ
ДВ	6 ÷ 10	2 ÷ 8	0,5 ÷ 1	1 ÷ 5	до 18
СВ	3 ÷ 6	2 ÷ 8	0,5 ÷ 1	1 ÷ 5	до 14
КВ	0,5 ÷ 2	2 ÷ 8	0,5 ÷ 1	1 ÷ 5	до 14

Сумма искажений каскадов всего приемника не должна превышать величины, определенной техническим заданием. Если величина  $\sigma_s$  не задана, то она не должна превышать значения, определенного в табл. 1.1. Так как параметры компонентов современной приемно-усилительной аппаратуры нормируются отдельно, то в задании на проектирование может быть задано допустимое суммарное ослабление на краях полосы линейного тракта (тракта ВЧ–ПЧ). В этом случае

$$\sigma_{Ппр} + \sigma_{Пунч} \leq \sigma_s, \text{ дБ}. \tag{1.26}$$

**Пример 1.5**

Распределить частотные искажения приемника АМ сигналов ДВ диапазона с суммарным ослаблением на краях полосы пропускания линейного тракта  $\sigma_s \leq 16$  дБ.

Поскольку в ДВ диапазоне вклад преселектора в частотные искажения, как правило, превышает вклад тракта промежуточной частоты, задаемся допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора  $\sigma_{Ппр} = 10$  дБ. Допустимое ослабление на краях полосы про-

пропускания тракта промежуточной частоты  $\sigma_{П,уч} = 6$  дБ. Условие (1.26) выполняется:  $10 + 6 \leq 16$  дБ.

### Пример 1.6

Распределить частотные искажения АМ сигнала КВ диапазона с суммарным ослаблением на краях полосы пропускания линейного тракта  $\sigma_s \leq 12$  дБ.

Поскольку в КВ диапазоне вклад преселектора в частотные искажения незначителен, задаемся допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора  $\sigma_{П,пр} = 0,5$  дБ. Допустимое ослабление на краях полосы пропускания тракта промежуточной частоты  $\sigma_{П,уч} = 11,5$  дБ. Условие (1.26) выполняется:  $0,5 + 11,5 \leq 12$  дБ.

## 1.5. Выбор средств обеспечения избирательности приемника

В супергетеродинных приемниках частотная избирательность определяется в основном ослаблениями соседнего  $\sigma_{ск}$  и зеркального  $\sigma_{зк}$  каналов. В ДВ, СВ и УКВ диапазонах должна быть также обеспечена требуемая избирательность по промежуточной частоте  $\sigma_{пчк}$ . В приемниках с одинарным преобразованием частоты ослабление зеркального канала обеспечивает преселектор, ослабление соседнего канала – в основном УПЧ и частично преселектор. В то же время частотные характеристики преселектора и УПЧ должны быть такими, чтобы суммарное ослабление на краях полосы пропускания линейного тракта не превышало допустимого, определенного по формуле (1.26).

Средства обеспечения избирательности рекомендуется выбирать в следующей последовательности. Сначала обосновывается схема, число и параметры контуров преселектора, т.е. входной цепи (ВЦ) и УРЧ. Для радиовещательных приемников следует руководствоваться схемами рис. 1.1, где К – одиночный резонансный контур, СМ – смеситель преобразователя частоты (ПЧ), АЭ – активный элемент УРЧ. Более сложные схемы не используются из конструктивных и экономических соображений.

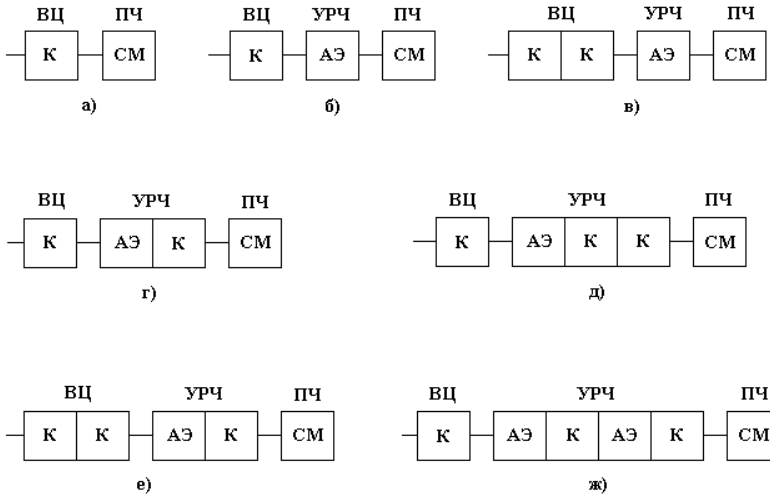


Рис. 1.1. Типовые структурные схемы преселекторов радиовещательных приемников

Избирательность по зеркальному каналу определяется в худших условиях, т.е. на максимальной частоте диапазона. При выборе начального приближения для эквивалентного затухания контуров преселектора необходимо выполнение двух неравенств:

$$d_3 \geq d_{3н}, \quad d_3 > d_{3к}, \quad (1.27)$$

где  $d_{3н}$  – затухание, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания;

$d_{3к}$  – минимально реализуемое затухание (конструктивно).

Величина  $d_{3н}$  определяется по следующему выражению:

$$d_{3н} = \Pi / f_{0\min} \Psi, \quad (1.28)$$

где  $f_{0\min}$  – минимальная частота диапазона;

$\Psi$  – коэффициент, определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания  $\Pi$ .

Для преселектора с одиночными контурами

$$\Psi_{\Pi} = \sqrt[n]{\sigma_{\Pi,пр}^2 - 1}, \quad (1.29)$$

где  $n$  – число одиночных контуров преселектора.

Для двух связанных контуров

$$\Psi_c = \sqrt[4]{4q^2 \left( \frac{Q_{\text{П.пр}}^2}{Q_{\text{к}}} - 1 \right)}, \quad (1.30)$$

где  $q$  – параметр, определяющий соотношение рабочих добротностей связанных контуров.

При критической связи между контурами на этапе предварительного расчета принимаем  $q = 1$ .

В расчете  $\Psi$  по формулам (1.29 и 1.30) допустимое ослабление на краях полосы пропускания подставляется в линейных единицах (разах). Если они заданы в децибелах, то пересчет можно выполнить по формуле

$$\sigma_{\text{П.пр}} = 10^{\sigma_{\text{П.пр}}/20}. \quad (1.31)$$

Величина  $d_{\text{эк}}$  зависит от добротностей катушки индуктивности и конденсаторов и от шунтирующего действия на контур внешних цепей (антенны, УРЧ, СМ ПЧ). Обычно добротность конденсаторов много выше добротности катушки, при использовании блока КПЕ с механическим управлением их влияние на эквивалентную добротность контура можно не учитывать. В этом случае  $Q_{\text{к}} = Q_{\text{L}}$  (табл. 1.2).

Таблица 1.2

### Конструктивные добротности контуров

Диапазон	Конструктивная добротность контура ( $Q_{\text{к}}$ )		Коэффициент шунтирования контура транзистором УРЧ ( $\alpha$ )	
	с электрической антенной	с магнитной антенной	полевым	биполярным
ДВ	20÷50	80÷120	1	1,25÷1,5
СВ	40÷100	90÷140	1,1	1,5÷2,0
КВ	60÷150	140÷190	1,2	2,0÷2,5
УКВ	100÷200	100÷200	1,3	2,5÷3,0

При использовании варикапов следует учитывать их шунтирующее действие на контур (1.67).

Эквивалентная конструктивная добротность и эквивалентное конструктивное затухание определяются по следующим формулам:

$$Q_{\text{эк}} = Q_{\text{к}}/\alpha, \quad (1.32)$$

$$d_{\text{эк}} = 1/Q_{\text{эк}}, \quad (1.33)$$

где  $\alpha$  – коэффициент шунтирования контура транзистором УРЧ.

Как отмечалось, избирательность по зеркальному каналу определяется на максимальной частоте диапазона, так как на остальных частотах она, как правило, лучше.

Если сопротивление нагрузки велико (например, контур нагружен на полевой транзистор), то

$$d_{эв} = d_{эн} = d_э \quad (1.34)$$

где  $d_{эв}$  и  $d_{эн}$  – эквивалентные затухания контура на максимальной ( $f_{0max}$ ) и минимальной ( $f_{0min}$ ) частотах диапазона.

В радиовещательных приемниках наиболее часто применяются биполярные транзисторы, либо микросхемы на их основе, поэтому необходимо учитывать изменение затухания при перестройке контура. В ДВ и СВ диапазонах  $d_{эн}$ , определенное на минимальной частоте диапазона, как правило, больше  $d_{эк}$ . В этом случае

$$d_{эн} = d_{эп} \quad (1.35)$$

Тогда при трансформаторной и автотрансформаторной связи контура с УРЧ

$$d_{эв} = d_к + d_{эн} - d_к f_{0max} / f_{0min} \quad (1.36)$$

где  $d_к = 1/Q_к$  – конструктивное затухание контура.

При использовании варикапа следует учесть уменьшение конструктивного затухания с ростом частоты настройки (увеличением обратного напряжения на варикапе).

В КВ диапазонах  $d_{эн}$  много меньше  $d_{эк}$ , поэтому  $d_э$  в контуре с КПЕ определяется на максимальной частоте диапазона из условия (1.27).

При использовании варикапа  $d_{эк}$  может увеличиваться с уменьшением частоты настройки, что необходимо учесть при проверке избирательности приемника по зеркальному каналу.

При внутримкостной связи контура ВЦ с УРЧ на биполярном транзисторе эквивалентное затухание с ростом частоты уменьшается.

Для контура с таким видом связи с нагрузкой  $d_{эн}$  можно определить на максимальной частоте диапазона ДВ или СВ:

$$d_{эн} = \Pi / f_{0max} \sqrt{\sigma_{Пп}^2 - 1} \quad (1.37)$$

Выбор  $d_э$  по условию (1.27) показывает, что данный вид связи может обеспечить лучшую избирательность по зеркальному каналу на максимальной частоте диапазона. Однако, увеличение  $d_э$  с уменьшением частоты настройки может привести к ухудшению избирательности по зеркальному каналу, особенно при внешнеемкостной связи контура с антенной. Обеспечение требуемой избирательности по зеркальному каналу при перестройке контура по диапазону требует увеличения кон-



денсатора связи с УРЧ, то есть приводит к существенному уменьшению коэффициента передачи ВЦ.

Лучшие результаты дает использование трансформаторно-внутриемкостной связи контура ВЦ с УРЧ, особенно во входных цепях с магнитной антенной. Как правило, затухание контура уменьшается при перестройке контура с  $f_{0\min}$  на  $f_{0\max}$  в ДВ и СВ диапазонах не менее, чем в полтора раза. На этапе предварительного расчета принимаем

$$d_{эв} = d_{эл}/1,5, \quad (1.38)$$

где  $d_{эл}$  определяется по формуле (1.28).

При этом должно выполняться условие

$$d_{эв} \geq 1,2d_{к\min}. \quad (1.39)$$

После определения  $d_э$  одноконтурного преселектора (рис. 1.1, б) рассчитывается его избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{зк} = 20 \lg \sqrt{1 + \xi_{зк}^2}, \text{ дБ}, \quad (1.40)$$

где  $\xi_{зк}$  – обобщенная расстройка зеркального канала.

$$\xi_{зк} = \frac{1}{d_{эв}} \left( \frac{f_{зк}}{f_{0\max}} - \frac{f_{0\max}}{f_{зк}} \right), \quad (1.41)$$

где  $f_{зк} = f_{0\max} + 2f_{пр0}$  – частота зеркального канала.

Следует отметить, что в формуле (1.40) не учитывается влияние на избирательность по зеркальному каналу вида связи контура ВЦ с антенной.

При индуктивной связи контура ВЦ с антенной в режиме удлинения или внутриемкостной связи с УРЧ дополнительное ослабление

$$\sigma_{зкн} = 20 \lg \left( \frac{C_{зк}}{f_{0\max}} \right). \quad (1.42)$$

При внешнеемкостной и комбинированной связи контура ВЦ с электрической антенной или использовании магнитной антенны

$$\sigma_{зкэ} = -20 \lg \left( \frac{C_{зк}}{f_{0\max}} \right). \quad (1.43)$$

Дополнительное ослабление складывается с  $\sigma_{зк}$  с учетом знака.

Если одноконтурный преселектор обеспечивает требуемую избирательность по зеркальному каналу, то выбор его схемы можно считать законченным.

В диапазонах ДВ и СВ определяется избирательность по каналу промежуточной частоты:

$$\sigma_{пчк} = 20 \lg \sqrt{1 + \xi_{пчк}^2}, \quad (1.44)$$

где  $\xi_{пчк}$  – обобщенная расстройка канала промежуточной частоты.

$$\xi_{\text{пчк}} = \frac{1}{d_{\text{эбл}}} \left| \frac{f_{\text{пр0}}}{f_{\text{обл}}} - \frac{f_{\text{обл}}}{f_{\text{пр0}}} \right|, \quad (1.45)$$

где  $d_{\text{эбл}}$  – затухание на частоте настройки  $f_{\text{обл}}$  (ближайшей к промежуточной для заданного диапазона).

В зависимости от вида связи контура ВЦ с антенной  $\sigma_{\text{пчк}}$  может быть увеличено (уменьшено на величину  $\sigma_{\text{пчки}}$  или  $\sigma_{\text{пчке}}$ , определенное по формулам, аналогичным (1.42) и (1.43)).

Если полученное значение  $\sigma_{\text{пчк}}$  не обеспечивает требуемое, то в схему необходимо ввести режекторный фильтр, настроенный на промежуточную частоту, или выбрать интегральную микросхему с балансным (кольцевым) смесителем в преобразователе частоты.

Если одноконтурный преселектор не обеспечивает заданной избирательности по зеркальному каналу и допустимого ослабления на краях полосы пропускания, то необходимо выбрать более сложную схему преселектора (рис. 1.1, в и 1.1, г). Схема, приведенная на рис. 1.1, г, обеспечивает лучшую чувствительность, однако не всегда обеспечивает допустимое ослабление на краях полосы пропускания.

Поэтому в ДВ и СВ диапазонах иногда приходится использовать схему, приведенную на рис. 1.1, в. Далее необходимо повторить расчеты  $\Psi$ ,  $d_{\text{П}}$  и т.д.

Избирательность одиночных контуров, определенная по формуле (1.40) и выраженная в децибелах, складывается.

Избирательность двухконтурной цепи можно определить по следующей формуле:

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + \xi_{\text{зк}}^4 / 4q^4}. \quad (1.46)$$

Если полученное значение избирательности по зеркальному каналу удовлетворяет заданию, то в диапазонах ДВ и СВ определяется избирательность по промежуточной частоте для новых значений  $\Pi$  и  $d_s$ , и в случае необходимости вводится режекторный фильтр, настроенный на промежуточную частоту, или используется диодный кольцевой смеситель.

Если двухконтурный преселектор не обеспечивает заданной избирательности по зеркальному каналу, то выбирается более сложная схема преселектора (рис. 1.1, д; 1.1, е; 1.1, ж) или используется двойное преобразование частоты [9].

Избирательность по соседнему каналу обеспечивается в основном в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). Различают УПЧ с распределенной и с сосредоточенной избирательностью.

УПЧ с распределенной избирательностью используются в основном в профессиональных приемниках.

В радиовещательных приемниках чаще применяют УПЧ с сосредоточенной избирательностью, которая обеспечивается фильтром сосредоточенной избирательности (ФСИ) или селекции (ФСС). Усиление при этом обеспечивают стоящие после ФСИ широкополосные резонансные или апериодические каскады.

Применение ФСИ позволяет уменьшить влияние разброса параметров активных элементов и их нестабильности на форму АЧХ и упростить технологию производства приемников.

Требуемая избирательность УПЧ может быть определена по следующей формуле:

$$\sigma_{\text{скУПЧ}} = \sigma_{\text{ск}} - \sigma_{\text{скпр}}, \quad (1.47)$$

где  $\sigma_{\text{ск}}$  – полное ослабление соседнего канала;

$\sigma_{\text{скпр}}$  – ослабление помехи по соседнему каналу, вносимое преселектором.

Для преселектора с одиночными контурами

$$\sigma_{\text{скпр}} = n20 \lg \sqrt{1 + \xi_{\text{ск}}^2}, \quad (1.48)$$

где  $n$  – число одиночных контуров преселектора;

$\xi_{\text{ск}}$  – обобщенная расстройка по соседнему каналу.

$$\xi_{\text{ск}} \approx \frac{1}{d_{\text{эв}}} \cdot \frac{2\Delta f_{\text{с}}}{f_{0\text{max}}}, \quad (1.49)$$

где  $\Delta f_{\text{с}}$  – частотный интервал между радиостанциями в заданном диапазоне. В ДВ и СВ диапазонах  $\Delta f_{\text{с}} = 9$  кГц, в КВ диапазоне  $\Delta f_{\text{с}} = 5$  кГц.

Для преселектора с двухконтурной входной цепью:

$$\sigma_{\text{скпр}} = 20 \lg \sqrt{1 + \frac{\xi_{\text{ск}}^4}{4q^4}}. \quad (1.50)$$

Очевидно, что в диапазоне КВ вкладом преселектора в избирательность по соседнему каналу можно пренебречь.

То есть для КВ диапазона:

$$\sigma_{\text{ск}} \approx \sigma_{\text{скУПЧ}}. \quad (1.51)$$

Таким образом, избирательность по соседнему каналу при заданных  $f_{\text{пр}}$ ,  $\Pi$ ,  $\sigma_{\text{ПУПЧ}}$ ,  $\sigma_{\text{СКУПЧ}}$  и  $\Delta f_{\text{с}}$  обеспечивается выбором соответствующего ФСИ.

ФСИ, в свою очередь, может быть реализован на LC-контурах или на пьезоэлектрических и электромеханических фильтрах.

Расчет LC-фильтров сосредоточенной избирательности рекомендуется вести графическим методом [7, 9, 10].

В современных радиовещательных приемниках чаще всего используются пьезокерамические фильтры. Параметры пьезокерамических фильтров приведены в табл. 1.3. Более подробную информацию о ФСИ можно найти в [3, 12] и других источниках.

Таблица 1.3

**Основные параметры пьезокерамических фильтров**

Параметры	Тип фильтра						
	ФППП-022	ФП1 П-023	ФП1 П-024	ФП1 П-025	ФП1 П-041	ФП1 П-043	ФП1 П-044
Средняя полоса пропускания	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2
Ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ, кГц	12,5 <sup>+2</sup> <sub>-2</sub>	9,5 <sup>-1,5</sup> <sub>+2,0</sub>	9,5 <sup>-1,5</sup> <sub>+2,0</sub>	9,5 <sup>-1,5</sup> <sub>+2,0</sub>	5,8±1	5,8±1	5,8±1
Избирательность при расстройке ±9 кГц, дБ, не менее	26	40	35	30	55	50	46
Затухание в полосе пропускания, дБ, не менее	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания дБ, не менее	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0
Номинальные значения входной и выходной нагрузки, кОм	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0

По данным табл. 1.3 полоса пропускания определена для ослабления на ее краях ( $\sigma_{\text{ППКФ}} = 6 \text{ дБ}$ ), а избирательность по соседнему каналу ( $\sigma_{\text{ск.ПКФ}}$ ) для расстройки ±9 кГц для ДВ и СВ диапазонов и ±5 кГц для КВ диапазона. Типовая кривая избирательности приведена на рис. 1.2.

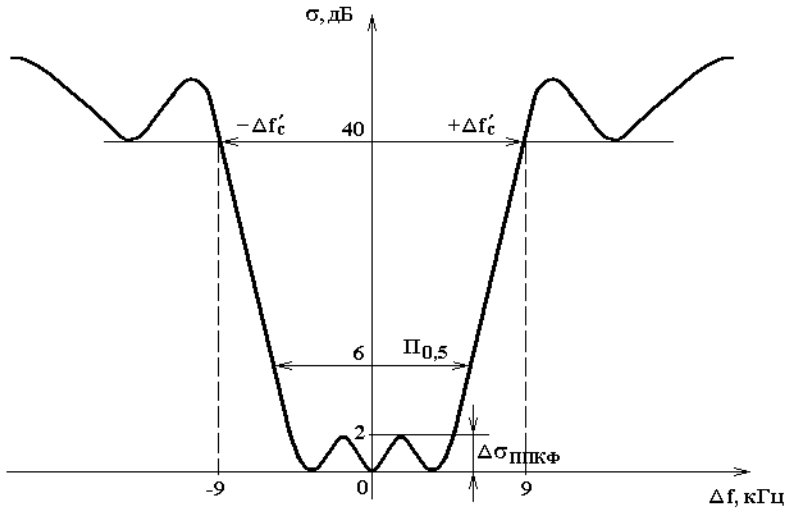


Рис. 1.2. Кривая избирательности ПКФ ФПИП-023:

$$\Pi_{0,5} = \Pi' = \left( 5_{+2,0}^{-1,5} \right) \text{кГц}; \Delta\sigma_{\text{ППКФ}} \leq 2 \text{дБ}$$

Если полоса пропускания отличается от указанной в табл. 1.3, то ослабление на ее краях может быть определено по формуле:

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = \sigma'_{\text{скПКФ}} - S \left( \Delta f'_c - \Pi/2 \right), \quad (1.52)$$

где  $S$  – крутизна ската АЧХ ПКФ на ее линейном участке.

$$S = \left( \sigma'_{\text{скПКФ}} - \sigma'_{\text{ППКФ}} \right) / \left( \Delta f'_c - \Pi/2 \right), \text{дБц/кГц}, \quad (1.53)$$

где  $\sigma'_{\text{скПКФ}}$ ,  $\sigma'_{\text{ППКФ}}$ ,  $\Delta f'_c$ ,  $\Pi'$  – начальные значения избирательности по соседнему каналу, ослабления на краях полосы пропускания, расстройки, полосы пропускания, приведенные в справочных данных на ПКФ, например, в табл. 1.3.

При использовании формулы (1.52) необходимо учитывать, что она справедлива только для линейного участка АЧХ ПКФ, т.е. величина  $\sigma_{\text{ППКФ}}$  не может быть меньше неравномерности коэффициента передачи ПКФ в полосе пропускания  $\Delta\sigma_{\text{ППКФ}}$ :

$$\sigma_{\text{ППКФ}} \geq \Delta\sigma_{\text{ППКФ}}. \quad (1.54)$$

Например, для ПКФ, характеристики которых приведены в табл. 1.3  $\Delta\sigma_{\text{ППКФ}} \leq 2 \text{дБ}$ , следовательно,  $\sigma_{\text{ППКФ}}$  должно быть не менее 2 дБ даже для  $\Pi < \Pi'$ .

Избирательность по соседнему каналу для расстроек  $\Delta f_c = \Delta f'_c$  (для КВ диапазонов  $\Delta f_c = 5$  кГц) может быть определена по следующей формуле:

$$\sigma_{\text{скПКФ}} = \sigma'_{\text{ПКФ}} + S \left( \Delta f_c - \Pi' / 2 \right). \quad (1.55)$$

Если  $\sigma_{\text{скПКФ}} \geq \sigma_{\text{скУПЧ}}$ , то избирательность по соседнему каналу полностью обеспечивается ПКФ. Необходимый запас по избирательности обеспечивается согласующим широкополосным резонансным каскадом на входе ПКФ.

Если  $\sigma_{\text{скПКФ}} \leq \sigma_{\text{скУПЧ}}$ , то недостающая избирательность по соседнему каналу обеспечивается дополнительными LC-контурами в тракте промежуточной частоты или последовательным включением двух ПКФ, разделенных усилительным каскадом.

Если  $\sigma_{\text{скУПЧ}} - \sigma_{\text{скПКФ}} < (6 \div 18)$  дБ, то недостающую избирательность по соседнему каналу можно обеспечить одним-двумя LC-контурами в тракте промежуточной частоты. Для этого вначале определяется допустимое ослабление на краях полосы пропускания контура:

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = \left( \sigma_{\text{ПЛУПЧ}} - \sigma_{\text{ПКФ}} \right) n, \text{ дБ}, \quad (1.56)$$

где  $n$  – число одиночных контуров в тракте промежуточной частоты.

Допустимая добротность контура

$$Q_{\text{ЭП}} \leq f_{\text{пр0}} \sqrt{\sqrt{\sigma_{\text{ПЛС}}^2} - 1} / \Pi, \quad (1.57)$$

где  $\sigma_{\text{ПЛС}}$  подставляется в линейных единицах (разах).

Избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_{\text{скLC}} = n \cdot 20 \lg \sqrt{1 + \xi_{\text{ск}}^2}, \text{ дБ}, \quad (1.58)$$

где  $\xi_{\text{ск}}$  – обобщенная расстройка по соседнему каналу на промежуточной частоте:

$$\xi_{\text{скLC}} = Q_{\text{ЭП}} \cdot \left( \Delta f_c / f_{\text{пр0}} \right). \quad (1.59)$$

Если  $\sigma_{\text{скПКФ}} + \sigma_{\text{скLC}} > \sigma_{\text{скУПЧ}}$ , то предварительный расчет средств обеспечения избирательности по соседнему каналу можно считать законченным.

Если одиночные LC-контуры не обеспечивают одновременно требуемой избирательности по соседнему каналу и допустимого ослабления на краях полосы пропускания, то можно использовать систему из двух связанных контуров.

Допустимая добротность контура в такой системе:

$$Q_{эс} \leq f_{пр0}^4 \sqrt{4(\sigma_{ПЛС} - 1)} / \Pi, \quad (1.60)$$

где  $\sigma_{ПЛС}$  – ослабление на краях полосы пропускания системы, определенное по формуле (1.56) для  $n = 1$  и переведенное из дБ в линейные единицы (разы). Ослабление помехи по соседнему каналу, вносимое в этом случае в тракт промежуточной частоты:

$$\sigma_{скЛС} = 20 \lg \sqrt{1 + \xi_{ск}^4 / 4}, \text{ дБ}. \quad (1.61)$$

Если  $\sigma_{скУПЧ} - \sigma_{скПКФ} > \llcorner 4 \div 18 \gg \text{дБ}$ , то следует использовать два последовательно включенных ПКФ, разделенных усилительным каскадом и LC-контуром до выполнения условий:

$$\sigma_{скПКФ1} + \sigma_{скПКФ2} + \sigma_{скЛС} > \sigma_{скУПЧ}, \text{ дБ}; \quad (1.62)$$

$$\sigma_{ППКФ1} + \sigma_{ППКФ2} + \sigma_{ПЛС} < \sigma_{ПУПЧ}, \text{ дБ}. \quad (1.63)$$

Если два ПКФ не обеспечивают одновременного выполнения условий (1.62) и (1.63), то используется ФСИ на LC-контурах [7, 9, 10].

### Пример 1.7

Требуется обеспечить избирательность радиовещательного приемника ДВ диапазона: антенна – магнитная; диапазон принимаемых частот от  $f_{0\min} = 150$  кГц до  $f_{0\max} = 285$  кГц; промежуточная частота  $f_{пр0} = 465$  кГц; избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{ск} \geq 56$  дБ; избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_{зк} \geq 70$  дБ; избирательность по каналу промежуточной частоты  $\sigma_{ПЧК} \geq 40$  дБ; полоса пропускания линейного тракта  $\Pi = 7,2$  кГц; суммарное ослабление на краях полосы пропускания  $\sigma_s \leq 16$  дБ.

Распределяем  $\sigma_s$  между преселектором и трактом промежуточной частоты:  $\sigma_{Ппр} \leq 10$  дБ;  $\sigma_{ПУПЧ} \leq 6$  дБ (пример 1.5).

Переводим ослабление на краях полосы пропускания преселектора в линейные единицы (1.31):

$$\sigma_{Ппр} = 10^{10/20} = 3,16.$$

Выбираем схему преселектора с одноконтурной входной цепью, нагруженной на интегральный УРЧ на биполярном транзисторе (рис. 1.1, б).

Рассчитываем коэффициент  $\Psi$ , определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора (1.29):

$$\Psi_{\Pi} = \sqrt{3,16^2 - 1} = 3.$$

Определяем затухание контура, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания (1.28):

$$d_{\text{эП}} = 7,2/150 \cdot 3 = 0,016.$$

Выбираем конструктивную добротность контура  $Q_{\text{к}} = 120$  (табл. 1.2), конструктивное затухание контура  $d_{\text{к}} = 1/120 = 0,00833$ .

Эквивалентная конструктивная добротность (1.32):

$$Q_{\text{эк}} = 120/1,25 = 96.$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/96 = 0,0104.$$

В соответствии с условием (1.27) выбираем эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\text{эн}} = d_{\text{эП}} = 0,016.$$

При трансформаторной связи контура входной цепи с УРЧ на биполярном транзисторе затухание на верхней частоте диапазона (1.36):

$$d_{\text{зв}} = 0,0083 + (0,016 - 0,0083) \cdot 285/150 = 0,023.$$

Частота зеркального канала на верхней частоте настройки:

$$f_{\text{зк}} = 285 + 2 \cdot 465 = 1215 \text{ кГц}.$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,023} \cdot \left( \frac{1215}{285} - \frac{285}{1215} \right) = 175.$$

Избирательность по зеркальному каналу одноконтурного преселектора (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 175^2} = 44,9 \text{ дБ}.$$

Определяем ухудшение избирательности по зеркальному каналу за счет использования магнитной антенны (1.43):

$$\sigma_{\text{зке}} = -20 \lg (215/285) = -12,6 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 44,9 - 12,6 = 32,3 \text{ дБ},$$

что меньше заданного.



Затухание контура можно уменьшить за счет использования в УРЧ каскада на полевом транзисторе. В этом случае  $d_{эв} = d_{эн} = d_э = 0,016$  (1.34).

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{зк} = \frac{1}{0,016} \cdot \left( \frac{1215}{285} - \frac{285}{1215} \right) = 252.$$

Избирательность по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{зк} = 20 \lg \sqrt{1 + 252^2} = 48 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{зк} = 48 - 12,6 = 35,4 \text{ дБ},$$

т.е. введение каскада на полевом транзисторе также не обеспечивает заданную избирательность.

Рассмотрим возможность использования трансформаторно-внутриемкостной связи контура входной цепи с УРЧ. Принимаем (1.38)  $d_{эв} = 0,016/1,5 = 0,0107$ . Условие (1.39) выполняется:  $0,0107 \geq 1,2 \cdot 0,0083$ .

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{зк} = \frac{1}{0,0107} \cdot \left( \frac{1215}{285} - \frac{285}{1215} \right) = 376.$$

Избирательность по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{зк} = 20 \lg \sqrt{1 + 376^2} = 51,5 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{зк} = 51,5 - 12,6 = 38,9 \text{ дБ}.$$

Таким образом, одноконтурный преселектор не обеспечит заданную избирательность по зеркальному каналу.

Выбираем схему преселектора с входной цепью на двух связанных контурах (рис. 1, е).

Коэффициент, определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания (1.30):

$$\Psi_c = \sqrt[4]{4 \cdot (16^2 - 1)} = 2,45.$$

Затухание, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания (1.28):

$$d_{эП} = 7/150 \cdot 2,45 = 0,019.$$

В соответствии с условием (1.27) эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона  $d_{\text{эп}} = d_{\text{эп}} = 0,019$ .

При трансформаторной связи с УРЧ на биполярном транзисторе затухание на верхней частоте диапазона (1.36):

$$d_{\text{эв}} = 0,0083 + \left( \frac{1}{0,019} - 0,0083 \right) \cdot 285/150 = 0,0286.$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,0286} \cdot \left( \frac{1215}{285} - \frac{285}{1215} \right) = 141.$$

Избирательность по зеркальному каналу преселектора с входной цепью на двух связанных контурах (1.46):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 141^2/4} = 79,9 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 79,9 - 12,6 = 67,3 \text{ дБ},$$

что меньше заданного.

Нагружаем входную цепь на УРЧ на полевом транзисторе. В этом случае  $d_{\text{эв}} = d_{\text{эп}} = d_{\text{э}} = 0,019$ .

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,019} \cdot \left( \frac{1215}{285} - \frac{285}{1215} \right) = 212.$$

Избирательность по зеркальному каналу преселектора с входной цепью на двух связанных контурах (1.46):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 212^2/4} = 87,1 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 87,1 - 12,6 = 74,5 \text{ дБ},$$

что с запасом 4,5 дБ обеспечивает заданное.

Таким образом, требуемую избирательность по зеркальному каналу обеспечивает преселектор с выходной цепью на двух связанных контурах, нагруженной на УРЧ на полевом транзисторе.

Ближайшая к промежуточной частота настройки  $f_{\text{бл}} = 285 \text{ кГц}$ , затухание на ней  $d_{\text{эбл}} = 0,019$ .

Обобщенная расстройка канала промежуточной частоты (1.45):

$$\xi_{\text{пчк}} = \frac{1}{0,019} \cdot \left( \frac{465}{285} - \frac{285}{465} \right) = 53,5.$$

Избирательность по каналу промежуточной частоты (1.46):

$$\sigma_{\text{пчк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 53,5^4 / 4} = 63,1 \text{ дБ}.$$

Уменьшение ослабления помехи по промежуточной частоте для магнитной антенны:

$$\sigma_{\text{пчкв}} = -20 \lg \left( \frac{65}{285} \right) = -4,3 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по промежуточной частоте:

$$\sigma'_{\text{пчк}} = 63,1 - 4,3 = 58,8 \text{ дБ},$$

что с запасом 18,8 дБ обеспечивает заданное.

Из соображений минимальной стоимости выбираем УПЧ с сосредоточенной избирательностью.

Обобщенная расстройка преселектора по соседнему каналу (1.49):

$$\xi_{\text{ск}} = \frac{1}{0,019} \cdot \frac{2 \cdot 9}{285} = 3,32.$$

Ослабление помехи по соседнему каналу, вносимое преселектором (1.50):

$$\sigma_{\text{скпр}} = 20 \lg \sqrt{1 + 3,32^4 / 4} = 14,8 \text{ дБ}.$$

Требуемая избирательность УПЧ (1.47):

$$\sigma_{\text{скУПЧ}} = 56 - 14,8 = 41,2 \text{ дБ}.$$

В качестве ФСИ выбираем пьезокерамический фильтр ФП1П-023 (табл. 1.3), который обеспечивает избирательность по соседнему каналу при расстройке  $\Delta f_c = \pm 9$  кГц не менее 40 дБ, ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ (рис. 1.2) от 8 кГц до 11,5 кГц.

Выбираем наихудший случай:  $P' = 8$  кГц.

Определяем крутизну ската кривой избирательности ПКФ на ее линейном участке (1.53):

$$S = \left( 40 - 6 \right) / \left( 8 - 2 \right) = 6,8 \text{ дБ/кГц}.$$

Ослабление сигнала на краях полосы пропускания ПКФ (1.52):

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = 40 - 6,8 \cdot \left( 7,2 / 2 \right) = 3,28 \text{ дБ}.$$

Недостающую избирательность по соседнему каналу можно обеспечить LC-контуром в тракте промежуточной частоты.

Определяем допустимое ослабление на краях полосы пропускания контура (1.56):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 6 - 3,28 = 2,72 \text{ дБ}.$$

В линейных единицах (1.31):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 10^{2,72/20} = 1,37.$$

Допустимая добротность контура (1.57):

$$Q_{\text{эП}} = 465 \cdot \sqrt{1,37^2 - 1} / 7,2 = 60,3.$$

Обобщенная расстройка контура по соседнему каналу на промежуточной частоте (1.59):

$$\xi_{\text{скЛС}} = 60,3 \cdot 18 / 465 = 2,33.$$

Избирательность по соседнему каналу, вносимая контуром (1.58):

$$\sigma_{\text{скЛС}} = 20 \lg \sqrt{1 + 2,33^2} = 8,1 \text{ дБ}.$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу в тракте промежуточной частоты:

$$\sigma_{\text{скУПЧ}} = 40 + 8,13 = 48,1 \text{ дБ}.$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу в линейном тракте приемника:

$$\sigma_{\text{ск}} = 14,8 + 48,1 = 62,9 \text{ дБ},$$

что с запасом 6,9 дБ обеспечивает заданное.

Таким образом, тракт промежуточной частоты с ФСИ на пьезокерамическом фильтре ФПП-023 и согласующим LC-контуре обеспечивает требуемую избирательность по соседнему каналу.

### Пример 1.8

Требуется обеспечить избирательность радиовещательного приемника СВ диапазона: антенна – внешняя; диапазон принимаемых частот от  $f_{0\text{min}} = 525$  кГц до  $f_{0\text{max}} = 1607$  кГц; промежуточная частота  $f_{\text{пр0}} = 465$  кГц; избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{\text{ск}} \geq 46$  дБ; избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_{\text{зк}} \geq 40$  дБ; избирательность по каналу промежуточной частоты  $\sigma_{\text{пчк}} \geq 30$  дБ; полоса пропускания линейного тракта  $\Pi = 7,8$  кГц; суммарное ослабление на краях полосы пропускания  $\sigma_s \leq 12$  дБ.

Распределяем  $\sigma_s$  между преселектором и трактом промежуточной частоты:  $\sigma_{\text{Ппр}} \leq 5$  дБ;  $\sigma_{\text{ПУПЧ}} \leq 7$  дБ.

Переводим ослабление на краях полосы пропускания преселектора в линейные единицы (1.31):

$$\sigma_{\text{Ппр}} = 10^{5/20} = 1,78.$$

Выбираем схему преселектора с одноконтурной входной цепью, нагруженной на интегральный УРЧ на биполярном транзисторе (рис. 1.1, б).

Рассчитываем коэффициент  $\Psi$ , определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора (1.29):

$$\Psi_{\text{П}} = \sqrt{1,78^2 - 1} = 1,47.$$

Определяем затухание контура, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания (1.28):

$$d_{\text{П}} = 7,8/525 \cdot 1,47 = 0,01.$$

Выбираем конструктивную добротность контура  $Q_{\text{к}} = 100$  (табл. 1.2), конструктивное затухание контура  $d_{\text{к}} = 1/100 = 0,01$ .

Эквивалентная конструктивная добротность (1.32):

$$Q_{\text{эк}} = 100/1,5 = 66,7.$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/66,7 = 0,015.$$

В соответствии с условием (1.27) выбираем эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\text{эп}} = d_{\text{эк}} = 0,015.$$

При трансформаторной связи контура входной цепи с УРЧ на биполярном транзисторе затухание на верхней частоте диапазона (1.36):

$$d_{\text{эв}} = 0,01 + \left( 0,015 - 0,01 \right) \cdot 1607/525 = 0,0163.$$

Частота зеркального канала на верхней частоте настройки:

$$f_{\text{зк}} = 1607 + 2 \cdot 465 = 2537 \text{ кГц}.$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,0163} \cdot \left( \frac{2537}{1607} - \frac{1607}{2537} \right) = 58.$$

Избирательность по зеркальному каналу одноконтурного преселектора (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 58^2} = 35,3 \text{ дБ}.$$

При индуктивной связи контура ВЦ с антенной в режиме удлинения дополнительное ослабление помехи по зеркальному каналу (1.42):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \left( \frac{2537}{1607} \right) = 3,97 \text{ дБ} .$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 35,3 + 3,97 = 39,27 \text{ дБ} ,$$

что меньше заданного.

Затухание контура можно уменьшить за счет использования в УРЧ каскада на полевом транзисторе. В этом случае эквивалентная конструктивная добротность контура (1.32):

$$Q_{\text{эк}} = 100/1,1 = 90,9 .$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/90,9 = 0,011 .$$

В соответствии с условием (1.27) эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\text{эн}} = d_{\text{эк}} = 0,011 .$$

В соответствии с (1.34):

$$d_{\text{эв}} = d_{\text{эн}} = d_{\text{э}} = 0,011 .$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,011} \cdot \left( \frac{2537}{1607} - \frac{1607}{2537} \right) = 85,9 .$$

Избирательность по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 85,9^2} = 38,7 \text{ дБ} .$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу (при индуктивной связи контура ВЦ с антенной в режиме удлинения):

$$\sigma'_{\text{зк}} = 38,7 + 3,97 = 42,67 \text{ дБ} ,$$

что с запасом 2,67 дБ обеспечивает заданное ослабление.

Таким образом, одноконтурная ВЦ с индуктивной связью с антенной в режиме удлинения, нагруженная на апериодический каскад на полевом транзисторе, обеспечивает заданную избирательность по зеркальному каналу.

Ближайшая к промежуточной частота настройки  $f_{\text{бл0}} = 525 \text{ кГц} ,$  затухание на ней  $d_{\text{эбл}} = 0,011 .$

Обобщенная расстройка канала промежуточной частоты (1.45):

$$\xi_{\text{пчк}} = \frac{1}{0,011} \cdot \left( \frac{525}{465} - \frac{465}{525} \right) = 22,1.$$

Избирательность по каналу промежуточной частоты (1.44):

$$\sigma_{\text{пчк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 22,1^2} = 26,9 \text{ дБ}.$$

Ухудшение избирательности по каналу промежуточной частоты за счет индуктивной связи контура ВЦ с антенной в режиме удлинения:

$$\sigma_{\text{пчки}} = 20 \lg \left( \frac{465}{525} \right) = -1,05 \text{ дБ}.$$

Общее ослабления помехи по промежуточной частоте:

$$\sigma'_{\text{пчк}} = 26,9 - 1,05 = 25,85 \text{ дБ},$$

что меньше заданного.

Таким образом, выбранная схема преселектора не обеспечивает требуемой избирательности по промежуточной частоте. В схему приемника необходимо ввести режекторный фильтр, настроенный на промежуточную частоту или выбрать интегральную микросхему с балансным (кольцевым) смесителем в преобразователе частоты.

Из соображений минимальной стоимости выбираем УПЧ с сосредоточенной избирательностью.

Обобщенная расстройка преселектора по соседнему каналу (1.49):

$$\xi_{\text{ск}} = \frac{1}{0,011} \cdot \frac{2 \cdot 9}{1607} = 1,02.$$

Ослабление помехи по соседнему каналу, вносимое преселектором (1.48):

$$\sigma_{\text{скпр}} = 20 \lg \sqrt{1 + 1,02^2} = 3 \text{ дБ}.$$

Требуемая избирательность УПЧ (1.47):

$$\sigma_{\text{ск УПЧ}} = 46 - 3 = 43 \text{ дБ}.$$

В качестве ФСИ выбираем пьезокерамический фильтр ФПП-023 (табл. 1.3), который обеспечивает избирательность по соседнему каналу при расстройке  $\Delta f_c = \pm 9$  кГц не менее 40 дБ, ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ (рис. 1.2) от 8 кГц до 11,5 кГц.

Выбираем наихудший случай:  $P' = 8$  кГц.

Определяем крутизну ската кривой избирательности ПКФ на ее линейном участке (1.53):

$$S = \left( \frac{40 - 6}{8} \right) \left( \frac{1}{8/2} \right) = 6,8 \text{ дБ/кГц}.$$

Ослабление сигнала на краях полосы пропускания ПКФ (1.52):

$$\sigma_{\text{ПКФ}} = 40 - 6,8 \cdot \left( -7,8/2 \right) = 5,3 \text{ дБ}.$$

Недостающую избирательность по соседнему каналу можно обеспечить LC-контуром в тракте промежуточной частоты.

Определяем допустимое ослабление на краях полосы пропускания контура (1.56):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 7 - 5,3 = 1,7 \text{ дБ}.$$

В линейных единицах (1.31):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 10^{1,7/20} = 1,22.$$

Допустимая добротность контура (1.57):

$$Q_{\text{эП}} = 465 \cdot \sqrt{1,22^2 - 1} / 7,8 = 41,3.$$

Обобщенная расстройка контура по соседнему каналу на промежуточной частоте (1.59):

$$\xi_{\text{скЛС}} = 41,3 \cdot 18 / 465 = 1,6.$$

Избирательность по соседнему каналу, вносимая контуром (1.58):

$$\sigma_{\text{скЛС}} = 20 \lg \sqrt{1 + 1,6^2} = 5,5 \text{ дБ}.$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу в тракте промежуточной частоты:

$$\sigma_{\text{скУПЧ}} = 40 + 5,5 = 45,5 \text{ дБ}.$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу в линейном приемника:

$$\sigma_{\text{ск}} = 3 + 45,5 = 48,5 \text{ дБ},$$

что с запасом 2,5 дБ обеспечивает заданное.

Таким образом, тракт промежуточной частоты с ФСИ на пьезокерамическом фильтре ФПП-023 и согласующим LC-контуре обеспечит требуемую избирательность по соседнему каналу.

### Пример 1.9

Требуется обеспечить избирательность радиовещательного приемника КВ диапазона: антенна – внешняя; диапазон принимаемых частот от  $f_{0\text{min}} = 11,7$  МГц до  $f_{0\text{max}} = 12,1$  МГц; промежуточная частота  $f_{\text{пр0}} = 465$  кГц; избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{\text{ск}} \geq 40$  дБ; избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_{\text{зк}} \geq 34$  дБ; полоса пропускания линейного тракта  $\Pi = 5,4$  кГц; суммарное ослабление на краях полосы пропускания  $\sigma_{\text{s}} \leq 12$  дБ.



Распределяем  $\sigma_s$  между преселектором и трактом промежуточной частоты:  $\sigma_{\text{Ппр}} \leq 0,5$  дБ;  $\sigma_{\text{ПУПЧ}} \leq 11,5$  дБ.

Переводим ослабление на краях полосы пропускания преселектора в линейные единицы (1.31):

$$\sigma_{\text{Ппр}} = 10^{0,5/20} = 1,06.$$

Выбираем схему преселектора с одноконтурной входной цепью, нагруженной на интегральный УРЧ на биполярном транзисторе (рис. 1.1, б).

Рассчитываем коэффициент  $\Psi$ , определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора (1.29):

$$\Psi_{\text{П}} = \sqrt{1,06^2 - 1} = 0,352.$$

Определяем затухание контура, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания (1.28):

$$d_{\text{П}} = 6,3/11700 \cdot 0,352 = 0,00153.$$

Выбираем конструктивную добротность контура  $Q_k = 150$  (табл. 1.2), конструктивное затухание контура  $d_k = 1/150 = 0,00667$ .

Эквивалентная конструктивная добротность (1.32):

$$Q_{\text{эк}} = 150/2 = 75.$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/77 = 0,0133.$$

В соответствии с условием (1.27) выбираем эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\text{н}} = d_{\text{эк}} = 0,0133.$$

При трансформаторной связи контура входной цепи с УРЧ на биполярном транзисторе затухание на верхней частоте диапазона (1.36):

$$d_{\text{в}} = 0,00667 + (0,0133 - 0,00667) \cdot 12,1/11,7 = 0,0135.$$

Частота зеркального канала на верхней частоте настройки:

$$f_{\text{зк}} = 12,1 + 2 \cdot 0,465 = 13,03 \text{ МГц.}$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,0135} \cdot \left( \frac{13,03}{12,1} - \frac{12,1}{13,03} \right) = 11.$$

Избирательность по зеркальному каналу одноконтурного преселектора (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1+11^2} = 20,7 \text{ дБ}.$$

При индуктивной связи контура ВЦ с антенной в режиме удлинения дополнительное ослабление помехи по зеркальному каналу (1.42):

$$\sigma_{\text{зкн}} = 20 \lg \left( 3,03/12,1 \right) = 0,64 \text{ дБ}.$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 20,7 + 0,64 = 21,34 \text{ дБ},$$

что меньше заданного.

Затухание контура можно уменьшить за счет использования в УРЧ каскада на полевом транзисторе. В этом случае эквивалентная конструктивная добротность контура (1.32):

$$Q_{\text{эк}} = 150/1,2 = 125.$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/125 = 0,008.$$

В соответствии с условием (1.27) эквивалентное затухание на нижней частоте диапазона:

$$d_{\text{эн}} = d_{\text{эк}} = 0,008.$$

В соответствии с (1.34):

$$d_{\text{эв}} = d_{\text{эн}} = d_{\text{э}} = 0,008.$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{0,008} \cdot \left( \frac{13,03}{12,1} - \frac{12,1}{13,03} \right) = 18,5.$$

Избирательность по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1+18,5^2} = 25,4 \text{ дБ},$$

что меньше заданной.

Выбираем преселектор с двумя одиночными контурами (рис. 1.1,г).

Коэффициент  $\Psi$ , определяемый допустимым ослаблением на краях полосы пропускания преселектора (1.29):

$$\Psi_{\text{п}} = \sqrt{1,06-1} = 0,245.$$

Затухание контура, обеспечивающее заданное ослабление на краях полосы пропускания (1.28):

$$d_{\text{зП}} = 6,3/11700 \cdot 0,245 = 0,0022 ,$$

то есть, существенно меньше эквивалентного конструктивного затухания.

При трансформаторной связи резонансного УРЧ на биполярном транзисторе со входом микросхемы избирательность по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 2 \cdot 20 \lg \sqrt{1+11^2} = 41,4 \text{ дБ} .$$

Для удешевления приемника выбираем внешнеемкостную связь контура ВЦ с антенной.

Ухудшение избирательности по зеркальному каналу при этом (1.43):

$$\sigma_{\text{зкк}} = -20 \lg \left( 3,03/12,1 \right) = -0,3 \text{ дБ} .$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 41,4 - 0,3 = 41,1 \text{ дБ} ,$$

что с запасом 1,1 дБ обеспечивает заданное.

Таким образом, требуемая избирательность по зеркальному каналу может быть обеспечена преселектором, включающим в себя одноконтурную входную цепь и резонансный УРЧ на биполярном транзисторе.

Реальная ширина полосы пропускания преселектора на нижней частоте диапазона при этом составит:

$$\Pi_{\text{пр}} = d_{\text{зн}} f_{0\text{мин}} = 0,0133 \cdot 11,7 = 0,156 \text{ МГц} .$$

Из соображений минимальной стоимости выбираем УПЧ с сосредоточенной избирательностью.

В диапазоне КВ вкладом преселектора в избирательность по соседнему каналу можно пренебречь (1.51):

$$\sigma_{\text{ск}} = \sigma_{\text{ск УПЧ}} = 40 \text{ дБ} .$$

В качестве ФСИ выбираем пьезокерамический фильтр ФПП-041 (табл. 1.3), который обеспечивает избирательность по соседнему каналу при расстройке  $\Delta f_c = \pm 9 \text{ кГц}$  не менее 55 дБ, ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ от 4,8 кГц до 6,8 кГц.

Выбираем наихудший случай:  $\Pi' = 4,8 \text{ кГц}$ .

Определяем крутизну ската кривой избирательности ПКФ на ее линейном участке (1.53):

$$S = \left( 5 - 6 \right) \left( -4,8/2 \right) = 7,42 \text{ дБ/кГц} .$$

Ослабление сигнала на краях полосы пропускания ПКФ (1.52):

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = 55 - 7,42 \cdot \left( -5,4/2 \right) = 8,25 \text{ дБ} .$$

Избирательность по соседнему каналу для расстроек  $\Delta f_c = \pm 5 \text{ кГц}$  (1.55):

$$\sigma_{\text{скПКФ}} = 6 + 7,42 \cdot \left( -4,8/2 \right) = 25,3 \text{ дБ} .$$

Недостающая избирательность по соседнему каналу

$$\sigma_{\text{скУПЧ}} = 40 - 25,3 = 14,7 \text{ дБ}$$

может быть обеспечена двумя последовательно включенными ПКФ, разделенными усилительным каскадом и LC-контуром (1.62).

В качестве второго ПКФ выбираем ФП1П-023 (табл. 1.3), который обеспечивает избирательность по соседнему каналу при расстройке  $\Delta f = \pm 9 \text{ кГц}$  не менее 40 дБ, ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ от 8 кГц до 11,5 кГц. Выбираем наихудший случай:  $\Pi' = 8 \text{ кГц}$ .

Определяем крутизну ската кривой избирательности ПКФ на ее линейном участке (1.53):

$$S = \left( 40 - 6 \right) / \left( -8/2 \right) = 6,8 \text{ дБ/кГц} .$$

Ослабление сигнала на краях полосы пропускания ПКФ (1.55):

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = 40 - 6,8 \cdot \left( -5,7/2 \right) = -1,52 \text{ дБ} .$$

Поскольку неравномерность затухания в полосе пропускания ПКФ не менее 2 дБ (табл. 1.3), определение  $\sigma_{\text{ППКФ}}$  по формуле (1.52) является некорректным. Принимаем  $\sigma_{\text{ППКФ}} = 2 \text{ дБ}$ .

Избирательность по соседнему каналу ПКФ ФП1П-023 для расстроек  $\Delta f = \pm 5 \text{ кГц}$  составит (1.55):

$$\sigma_{\text{скПКФ2}} = 6 + 6,8 \cdot \left( -8/2 \right) = 12,8 \text{ дБ} .$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу, вносимое двумя ПКФ:

$$\sigma_{\text{скПКФ}} = \sigma_{\text{скПКФ1}} + \sigma_{\text{скПКФ2}} ,$$

$$\sigma_{\text{скПКФ}} = 25,3 + 12,8 = 38,1 \text{ дБ} .$$

Суммарное ослабление сигнала на краях полосы пропускания, вносимое двумя ПКФ:

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = \sigma_{\text{ППКФ1}} + \sigma_{\text{ППКФ2}} ,$$

$$\sigma_{\text{ППКФ}} = 8,25 + 2 = 10,25 \text{ дБ} .$$

Недостающую избирательность по соседнему каналу можно обеспечить LC-контуром в тракте промежуточной частоты.

Допустимое ослабление сигнала на краях полосы пропускания контура (1.56):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 11,5 - 10,25 = 1,25 \text{ дБ}.$$

В линейных единицах (1.31):

$$\sigma_{\text{ПЛС}} = 10^{1,25/20} = 1,155.$$

Допустимая добротность контура (1.57):

$$Q_{\text{ЭП}} = 465 \cdot \sqrt{1,155^2 - 1} / 5,7 = 47,1.$$

Обобщенная расстройка контура по соседнему каналу на промежуточной частоте (1.59):

$$\xi_{\text{СКЛС}} = 47,1 \cdot 10 / 465 = 1,01.$$

Избирательность по соседнему каналу, вносимая контуром (1.58):

$$\sigma_{\text{СКЛС}} = 20 \lg \sqrt{1 + 1,01^2} = 3,05 \text{ дБ}.$$

Суммарное ослабление помехи по соседнему каналу в тракте промежуточной частоты, равное суммарному ослаблению в линейном тракте приемника:

$$\sigma_{\text{СК}} = \sigma_{\text{СК УПЧ}} = 25,3 + 12,8 + 3,05 = 41,15 \text{ дБ},$$

что с запасом 1,15 дБ обеспечивает заданное.

Таким образом, тракт промежуточной частоты с ФСИ на двух пьезокерамических фильтрах и LC-контуре обеспечит требуемую избирательность по соседнему каналу.

## 1.6. Предварительный расчет входной цепи

Определяем минимальную и максимальную частоту диапазона с учетом запаса на действие дестабилизирующих факторов:

$$f_{\text{min}} = (1 - \alpha) f_{0\text{min}}, \quad (1.64)$$

$$f_{\text{max}} = (1 + \beta) f_{0\text{max}}, \quad (1.65)$$

где  $\alpha = 0,02 \div 0,03$  – относительный коэффициент запаса на нижней границе диапазона;

$\beta = 0,03 \div 0,05$  – относительный коэффициент запаса на верхней границе диапазона.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  увеличиваются с ростом средней частоты диапазона принимаемых частот, т.е. минимальны в ДВ диапазоне и максимальны в КВ.

Определяем требуемый коэффициент перекрытия диапазона с учетом запаса:

$$K_d = f_{\max} / f_{\min} . \quad (1.66)$$

По данным табл. 1.4 или табл. 1.5 выбираем элемент настройки контура ВЦ на частоту принимаемого сигнала. В стационарных и переносных (носимых) приемниках в качестве элемента настройки используются блоки КПЕ с механическим управлением или варикапы (варикапные матрицы), которые являются унифицированными изделиями, то есть максимальная  $C_{н \max}$  и минимальная  $C_{н \min}$  емкости их уже определены. В автомобильных приемниках в ДВ, СВ и КВ диапазонах для настройки на радиостанцию используются блоки переменных индуктивностей [13]. Максимальную  $L_{\max}$  и минимальную  $L_{\min}$  индуктивности определяют по результатам расчета контура ВЦ.

Таблица 1.4

**Блоки конденсаторов переменной емкости**

КПЕ с воздушным диэлектриком	Емкость секции блока, пФ		КПЕ с твердым ди- электриком	Емкость секции блока, пФ	
	$C_{н \min}$	$C_{н \max}$		$C_{н \min}$	$C_{н \max}$
КПЕ	12	495	КПТМ1	6	240
КПЕ-3	10	430	КПТМ	4	220
КПЕ-4	10	365	КПЕ-5	5	240
КПЕ-2	9	280	КП4-3Г	8	220
КПВМ	7	260	КП4-3В	5	150

Таблица 1.5

**Варикапы и варикапные матрицы**

Тип	Емкость, $C_{н \max}$ , пФ	Обратное напряжение, $U_{обр}$ , В	Частота, $f$ , МГц	Коэффици- ент пере- крытия, $K_p$ , не менее	Доброт- ность, $Q_v$ , не менее
1	2	3	4	5	6
КВС111А	29,7-36,3	4	50	2,1	200
КВС119А	168-252	1	1-10	12	100

Окончание табл. 1.5

1	2	3	4	5	6
КВС120	230-320	1	1-10	20	100
КВ127А	230-280	1	1-10	20	140
КВ127В	230-260	1	1-10	20	140
КВ127Б	260-320	1	1-10	20	140
КВ127Г	230-320	1	1-10	20	140
КВ132А	26,4-39,6	1,6	1-10	4	100
КВ133А	120-180	4	1-10	8	100
КВ135А	486-594	1	1-10	20	150
КВ135А	180-260	4	1-10	7,3	500

Если элемент настройки не задан заказчиком, то выбор его может быть осуществлен по следующим критериям: использование варикапа (варикапной матрицы) или КПЕ с механическим управлением. Варикап, по сравнению с блоком КПЕ с механическим управлением, снижает стоимость приемника, его массогабаритные характеристики, упрощает конструкцию, облегчает введение автоматической настройки и подстройки частоты, программного и дистанционного управления. Недостатки варикапа по сравнению с блоком КПЕ с механическим управлением: ухудшается избирательность приемника по перекрестной помехе, уменьшается точность отсчета частоты настройки по линейной шкале, увеличивается погрешность сопряжения контуров гетеродина и преселектора, уменьшается конструктивная добротность контуров [14, 17].

Следует иметь в виду, что конструктивная добротность контуров в табл. 1.2 приведена из предположения  $Q_k \approx Q_L (Q_{КПЕ} \gg Q_L)$ .

Поэтому при использовании варикапа конструктивная добротность контура корректируется:

$$Q_k = Q_L \cdot Q_\beta / (Q_L + Q_\beta), \quad (1.67)$$

где  $Q_\beta$  – добротность варикапа при заданном обратном напряжении.

После определения  $Q_k$  контура с варикапом проверяется условие:

$$Q_\beta \leq Q_k, \quad (1.68)$$

где  $Q_\beta$  – эквивалентная добротность контура, определенная в разделе 1.5 и обеспечивающая заданную избирательность по зеркальному каналу.

Определяем эквивалентную емкость схемы ВЦ  $C_3$ , при которой выбранный элемент настройки обеспечит перекрытие диапазона:

$$C_3 = \left( C_{н\max} - K_d^2 C_{н\min} \right) \left( K_d^2 - 1 \right)^{-1}. \quad (1.69)$$

Если  $C_3 < C_{сх}$ , то необходимо выбрать другой элемент настройки с большим отношением  $C_{н\max} / C_{н\min}$ . Ориентировочные значения  $C_{сх}$  приведены в табл. 1.6.

Таблица 1.6

### Ориентировочные значения емкости схемы контуров ВЦ

Диапазон	ДВ	СВ	КВ	УКВ
$C_{сх}$ , пФ	30-50	25-35	20-30	15-25

Если  $C_3 - C_{сх} > 30-50$  пФ, то желательно выбрать другой элемент настройки с меньшим отношением  $C_{н\max} / C_{н\min}$ .

В растянутых КВ поддиапазонах с небольшим  $K_d$  ( $C_3 - C_{сх} \gg 50$  пФ) рекомендуется использовать растянутую настройку. В этом случае определяется минимальная емкостью контура ВЦ:

$$C_{к\min} = C_{сх} + C_{н\min}. \quad (1.70)$$

Для контура без растянутой настройки его индуктивность

$$L_k = \left( K_d^2 - 1 \right)^{-1} \left( \pi^2 f_{\max}^2 (C_{н\max} - C_{н\min}) \right)^{-1}. \quad (1.71)$$

Для контура с растянутой настройкой –

$$L_k = 1 / \left( \pi^2 f_{\max}^2 C_{к\min} \right)^{-1}. \quad (1.72)$$

В радиовещательных приемниках обычно используются три вида связи контура ВЦ с антенной: внешнеемкостная, трансформаторная (индуктивная) в режиме удлинения и трансформаторно-емкостная (комбинированная).

Внешнеемкостная связь упрощает конструкцию приемника, но дает большую неравномерность коэффициента передачи входной цепи при перестройке по диапазону и ухудшает избирательность приемника по зеркальному каналу. Эти недостатки частично компенсируются при использовании внутриемкостной связи контура ВЦ с первым каскадом на биполярном транзисторе. В целом, внешнеемкостная связь используется редко, в основном в низкачественных приемниках с малыми коэффициентами перекрытия диапазонов.



Емкость конденсатора связи с антенной определяется по следующей формуле:

$$C_{сва} \leq C_{а\min} \sqrt{2d_{эв} C_{к\min} / (C_{а\max} - C_{а\min})}, \quad (1.73)$$

где  $C_{а\min}$  и  $C_{а\max}$  – минимальная и максимальная емкости антенны;

$d_{эв}$  – эквивалентное затухание контура ВЦ на верхней частоте диапазона ( $d_{эв}$  определено в разделе 1.5);

$C_{к\min}$  – минимальная емкость контура.

Округляем значение  $C_{сва}$  до ближайшего большего номинального значения. Номинальное значение выбирается из ряда E24 выпускаемых промышленностью конденсаторов. Значения коэффициентов ряда E24 приведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7

**Номинальные емкости и сопротивления по ряду E6, E12, E24**

E6	E12	E24	E6	E12	E24	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,5	1,2	1,1	3,3	2,7	2,4	6,8	5,6	5,1
	1,5	1,2		3,3	2,7		6,8	5,6
	1,8	1,3		3,9	3,0		8,2	6,2
		1,5			3,3			6,8
		1,6			3,6			7,5
		1,8			3,9			8,2
		2,0			4,3			9,1

Если  $C_{а\min}$  и  $C_{а\max}$  не заданы, а задано только номинальное значение  $C_a$ , то  $C_{а\min}$  и  $C_{а\max}$  определяются из расчета погрешности этого параметра  $\pm 50\%$  для внешней антенны и  $\pm 20\%$  для штыревой антенны.

Для внешней антенны

$$C_{а\min} = 0,5 \cdot C_a, \quad C_{а\max} = 1,5 \cdot C_a. \quad (1.74)$$

Для штыревой антенны

$$C_{а\min} = 0,8 \cdot C_a, \quad C_{а\max} = 1,2 \cdot C_a. \quad (1.75)$$

Если  $C_a$  не задана, то ее выбирают, исходя из принятой методики испытания приемников [14, 15].

Для внешней антенны  $S$  действующей высотой  $h_d = 5 \text{ м}$   $C_A = 75 \text{ пФ}$ . Емкость штыревой антенны определяется ее длиной  $L$ :

если  $L = 0,7 \div 0,95 \text{ м}$ , то  $C_a = 4,8 \text{ пФ}$ ;

если  $L = 0,9 \div 1,05 \text{ м}$ , то  $C_a = 6,1 \text{ пФ}$ ;

если  $L = 1,0 \div 1,2 \text{ м}$ , то  $C_a = 6,8 \text{ пФ}$ .

$C_{к\min}$  для контура с растянутой настройкой определяется по формуле (1.70).

Для контура без растяжки настройки

$$C_{к\min} = C_3 + C_{н\min} . \quad (1.76)$$

Коэффициент передачи входной цепи при предварительном расчете определяется для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением ( $m_2 = 1$ ) на минимальной частоте диапазона

$$K_{0ВЦ} = 4\pi^2 f_{\min}^2 L_k C_{сва} Q_{эн} . \quad (1.77)$$

При трансформаторной связи с антенной в режиме удлинения коэффициент передачи падает с увеличением частоты настройки.

Если неравномерность коэффициента передачи ( $H = K_{0\max}/K_{0\min}$ ) задана, то коэффициент удлинения  $K_{уд} = f_{\min}/f_{а\max}$  определяется по следующей формуле:

$$K_{уд} = 1/K_d \sqrt{(HK_d^2 - 1)/(H - 1)} . \quad (1.78)$$

Если  $H$  не задана, то рекомендуется выбирать  $K_{уд} = 1,2 \div 2$ , имея в виду, что с ростом  $K_{уд}$  улучшается равномерность изменения  $K_{0ВЦ}$  по диапазону, но уменьшается его величина.

Другой недостаток индуктивной связи – пониженная избирательность на частотах, близких к резонансной частоте антенной цепи.

Индуктивность катушки связи с антенной

$$L_{сва} = K_{уд}^2 / 4\pi^2 f_{\min}^2 C_{а\min} . \quad (1.79)$$

Определяем коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую расстройку контура ВЦ при изменении  $C_a$  при эксплуатации:

$$K_{сва\Delta f} \leq \sqrt{(x_{а\min}^2 - 1)(x_{а\max}^2 - 1)d_{эн} / (x_{а\max}^2 - x_{а\min}^2)} , \quad (1.80)$$

где  $x_{а\min} = f_{\min}/f_{а\max}$  ;

$x_{а\max} = f_{\max}/f_{а\min}$  .

Максимальная  $f_{а\max}$  и минимальная  $f_{а\min}$  резонансные частоты антенны определяются следующим образом:

$$f_{а\max} = 1/2\pi \sqrt{L_{сва} \cdot C_{а\min}} , \quad (1.81)$$

$$f_{а\min} = 1/2\pi \sqrt{L_{сва} \cdot C_{а\max}} . \quad (1.82)$$

Определяем коэффициент связи контура ВЦ с антенной, обеспечивающий требуемое затухание контура:

$$K_{сва d} = \left( -f_{a \max}^2 / f_{\max}^2 \right) \sqrt{R_a / 2\pi f_{\max} L_{сва} d_{эв}} . \quad (1.83)$$

Выбираем  $K_{сва}$  из следующих условий:

$$K_{сва} \leq K_{сва d}, K_{сва} \leq K_{сва \Delta f}, K_{сва} \leq K_{свк}, \quad (1.84)$$

где  $K_{свк}$  – конструктивно выполнимый коэффициент связи;

$K_{свк} = 0,5 \div 0,6$  – для катушек с универсальной намоткой;

$K_{свк} = 0,4 \div 0,5$  – для катушек с однослойной намоткой.

Коэффициент передачи входной цепи при предварительном расчете определяем для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением ( $m_2 = 1$ ) на максимальной частоте диапазона:

$$K_{0ВЦ} = Q_{эв} K_{сва} \sqrt{L_k} / \sqrt{L_{сва}} \left( -f_{\min}^2 / K_{уд}^2 f_{\max}^2 \right) . \quad (1.85)$$

Трансформаторно-емкостная связь с антенной обеспечивает малую неравномерность коэффициента передачи при его высоких значениях и рекомендуется к использованию в высококачественных приемниках с большим  $K_d$ . Поскольку равномерность  $K_{0ВЦ}$  обеспечивается комбинированной связью, можно выбрать меньшее значение  $K_{уд} = 1,2 \div 1,5$ . При выборе  $K_{уд}$  следует иметь в виду, что избирательность ВЦ здесь понижается для частот, близких к резонансной частоте антенны. Данный вид связи ухудшает также избирательность приемника по зеркальному каналу. Индуктивность катушки связи определяем по формуле (1.79).

Емкость конденсатора связи с антенной

$$C_{сва} \leq C_a \sqrt{2C_{к \min} d_{эв} / 3(C_{a \max} - C_{a \min})} , \quad (1.86)$$

где  $C_a$ ,  $C_{к \min}$ ,  $C_{a \max}$  и  $C_{a \min}$  определены в комментариях к формуле (1.73).

Допустимый коэффициент связи контура с антенной, определяемый из условия допустимой расстройки контура антенной:

$$K_{сва \Delta f} \leq \sqrt{2(x_{a \min}^2 - 1)(x_{a \max}^2 - 1)d_{эв} / 3(x_{a \max}^2 - x_{a \min}^2)} , \quad (1.87)$$

где  $x_{a \min}$  и  $x_{a \max}$  определены в комментариях к формуле (1.80).

По формуле (1.83) находим  $K_{сва}$ . Из условия (1.84) определяем  $K_{сва}$ . Рассчитываем частоту  $f_{0сх}$ , на которой  $K_{0ВЦ}$  принимает минимальное значение:

$$f_{0сх} = \sqrt{f_{\min}^2 / K_{уд}^2 + f_{\min}^2 \sqrt{K_{сва} C_{сва} L_k \sqrt{L_k / L_{сва}}} / 2\pi K_{уд} L_k C_{сва}} . \quad (1.88)$$

Коэффициент передачи входной цепи при предварительном расчете определяем для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением ( $m_2 = 1$ ) на частоте  $f_{0cx}$ :

$$K_{0ВЦ} = Q_{эн} \left( \pi^2 f_{0cx}^2 L_k C_{сва} + K_{сва} \sqrt{L_k / L_{сва}} \right) / \left( -f_{мин} / K_{уд}^2 f_{0cx}^2 \right) \quad (1.89)$$

Коэффициент передачи входной цепи с магнитной антенной определяем на минимальной частоте диапазона для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением:

$$K_{0ВЦ} = h_d, \quad (1.90)$$

где  $h_d$  – действующая высота магнитной антенны на минимальной частоте диапазона; определяется конструкцией антенны и частотой настройки.

Если  $h_d$  не задана, то ее значение может быть определено по требуемому напряжению на входе первого каскада  $U_{вх\ min}$ :

$$h_d = U_{вх\ min} / E m_2, \text{ м}, \quad (1.91)$$

где  $E$  – требуемая чувствительность приемника по напряженности поля сигнала;

$m_2$  – коэффициент включения контура ВЦ ко входу первого каскада на  $f_{мин}$ .

Расчет  $h_d$  магнитной антенны подробно рассмотрен в [16,13].

Коэффициент передачи двухконтурной цепи

$$K_{0ВЦ} = K'_{0ВЦ} / 2, \quad (1.92)$$

где  $K'_{0ВЦ}$  – коэффициент передачи одноконтурной ВЦ, определенный по формулам (1.77), (1.85), (1.89), (1.90).

Коэффициент шума ВЦ, перестраиваемых изменением емкости, определяется на максимальной частоте диапазона. На этапе предварительного расчета он может быть определен по следующим приближенным формулам.

Для одноконтурной ВЦ с электрической антенной

$$N_{ВЦ} = 2 + 2\pi f_{max} L_k / Q_{эв} R_a. \quad (1.93)$$

Для одноконтурной ВЦ с магнитной антенной  $N_{ВЦ} = 1$ .

Для двухконтурных ВЦ, при критической связи между контурами,

$$N_{ВЦ} = 2N'_{ВЦ}, \quad (1.94)$$

где  $N'_{ВЦ}$  – коэффициент шума первого контура.

Точный расчет шумовых характеристик ВЦ приведен в [13].

### Пример 1.10

Определить коэффициент передачи и шума входной цепи радиовещательного приемника СВ диапазона по данным примеров 1.3 и 1.8.

Задаемся относительными коэффициентами запаса на нижней ( $\alpha=0,025$ ) и верхней ( $\beta=0,04$ ) границах диапазона и определяем минимальную и максимальную частоту диапазона с учетом запаса на действительные дестабилизирующих факторов (1.64; 1.65).

$$f_{\min} = \left( -0,025 \right) \cdot 525 = 510 \text{ кГц};$$

$$f_{\max} = \left( +0,04 \right) \cdot 1607 = 1670 \text{ кГц}.$$

Определяем требуемый коэффициент перекрытия диапазона с учетом запаса (1.66):

$$K_d = 1670/510 = 3,27.$$

Для настройки контура на частоту принимаемого сигнала выбираем КПЕ с механическим управлением с  $C_{\min} = 12 \text{ пФ}$ ;  $C_{\max} = 495 \text{ пФ}$  (табл. 1.4).

Определяем эквивалентную емкость схемы входной цепи, при которой выбранный элемент настройки обеспечит перекрытие диапазона (1.69):

$$C_3 = \left( 95 - 3,27^2 \cdot 12 \right) \cdot \left( 27^2 - 1 \right) = 37,8 \text{ пФ}.$$

Так как  $C_3$  незначительно превышает емкость схемы ( $37,5 - 35 = 2,5 \text{ пФ}$ ), выбранный элемент настройки обеспечивает физическую реализацию входной цепи.

Определяем индуктивность контура ВЦ (1.71):

$$L_k = \left( 27^2 - 1 \right) \cdot 4 \cdot 3,14^2 \cdot \left( 67 \cdot 10^6 \right) \cdot \left( 95 \cdot 10^{-12} - 12 \cdot 10^{-12} \right) = 0,000182 \text{ Гн}.$$

Трансформаторная (индуктивная) связь контура ВЦ с антенной была выбрана ранее (пример 1.8).

Так как неравномерность коэффициента передачи по диапазону не задана, выбираем  $K_{уд} = 2$  для улучшения равномерности изменения коэффициента передачи ВЦ по диапазону.

Для внешней антенны номинальное значение ее емкости  $C_a = 75 \text{ пФ}$ .

Определяем минимальную и максимальную емкости антенны (1.74):

$$C_{a\min} = 0,5 \cdot 75 = 37,5 \text{ пФ};$$

$$C_{a\max} = 1,5 \cdot 75 = 112,5 \text{ пФ}.$$

Индуктивность катушки связи с антенной (1.79):

$$L_{\text{сва}} = 2^2 / 4\pi^2 \cdot (51 \cdot 10^6)^{-2} \cdot 37,5 \cdot 10^{-12} = 0,01 \text{ Гн}.$$

Определяем максимальную и минимальную резонансные частоты антенны (1.81; 1.82):

$$f_{\text{amax}} = 1 / 2\pi \sqrt{0,01 \cdot 37,5 \cdot 10^{-12}} = 260 \text{ кГц};$$

$$f_{\text{amin}} = 1 / 2\pi \sqrt{0,01 \cdot 112,5 \cdot 10^{-12}} = 150 \text{ кГц}.$$

Вспомогательные параметры (1.80):

$$x_{\text{amin}} = 510 / 260 = 1,96;$$

$$x_{\text{amax}} = 1670 / 150 = 11,1.$$

Коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую расстройку контура ВЦ при изменении  $C_a$  при эксплуатации (1.80):

$$K_{\text{сва}\Delta f} = \sqrt{(1,96^2 - 1) \cdot (11,1^2 - 1) \cdot 0,011 / (11,1^2 - 1,96^2)} = 0,18,$$

где  $d_{\text{эн}} = 0,011$  определено в примере 1.8.

Определяем коэффициент связи контура ВЦ с антенной, обеспечивающий требуемое затухание контура (1.83):

$$K_{\text{свад}} = \left( - (0,26 \cdot 10^6)^{-2} / (67 \cdot 10^6)^{-2} \right)^{1/2} \sqrt{80 / 2\pi \cdot 1,67 \cdot 10^6 \cdot 0,01 \cdot 0,011},$$

$$K_{\text{свад}} = 0,26,$$

где  $R_a = 80 \text{ Ом}$  определено в примере 1.3;

$d_{\text{эв}} = 0,011$  определено в примере 1.8.

Из условий (1.84)  $K_{\text{сва}} \leq 0,18$ ,  $K_{\text{сва}} \leq 0,26$ ,  $K_{\text{сва}} \leq 0,4$  выбираем  $K_{\text{сва}} = 0,18$ .

Так как в соответствии с расчетами примера 1.8 контур ВЦ нагружен на аperiodический УРЧ на полевом транзисторе с большим входным сопротивлением ( $m_2 = 1$ ), коэффициент передачи ВЦ на максимальной частоте диапазона (1.85):

$$K_{\text{овц}} = 1 / 0,011 \cdot 0,18 \cdot \sqrt{0,000182} / \sqrt{0,01} \cdot \left( - (0,51 \cdot 10^6)^2 / 2^2 \cdot (1,67 \cdot 10^6)^2 \right)^{1/2},$$

$$K_{\text{овц}} = 0,7.$$

Определяем коэффициент шума ВЦ (1.93):

$$N_{\text{вц}} = 2 + 2\pi \cdot 1,67 \cdot 10^6 \cdot 0,000182 \cdot 0,011 / 80 = 2,26.$$

### Пример 1.11

Определить коэффициент передачи и шума входной цепи радиовещательного приемника ДВ диапазона с допустимым коэффициентом шума  $N_d \leq 1500$ ; с чувствительностью  $E \leq 1$  мВ/м; с действующей высотой магнитной антенны на минимальной частоте диапазона  $h_d = 0,05$  м. Остальные параметры по данным примера 1.7.

Задаемся относительными коэффициентами запаса на нижней ( $\alpha=0,02$ ) и верхней ( $\beta=0,03$ ) границах диапазона и определяем минимальную и максимальную частоты диапазона с учетом запаса на действительные дестабилизирующих факторов (1.64; 1.65):

$$f_{a\min} = 150 \cdot \left( -0,02 \right) = 147 \text{ кГц};$$

$$f_{a\max} = 285 \cdot \left( +0,03 \right) = 294 \text{ кГц}.$$

Определяем требуемый коэффициент перекрытия диапазона с учетом запаса (1.66):

$$K_d = 294/147 = 2.$$

Для настройки контура на частоту принимаемого сигнала выбираем варикап КВ127В (табл. 1.5) со следующими характеристиками:  $C_{n\max} = \left( 30 + 260 \right) / 2 = 245$  пФ;  $C_{n\min} = 245/20 = 12,25$  пФ; добротность при максимальной емкости (на нижней частоте диапазона)  $Q_B = 140$ .

Конструктивная добротность контура на нижней частоте диапазона (1.67):

$$Q_k = 120 \cdot 140 / \left( 20 + 140 \right) = 64,6.$$

Эквивалентная конструктивная добротность (табл. 1.2):

$$Q_{\text{эк}} = Q_k = 64,6.$$

Эквивалентное конструктивное затухание (1.33):

$$d_{\text{эк}} = 1/64,6 = 0,0155,$$

меньше определенного в примере 1.7 эквивалентного затухания, обеспечивающего заданное ослабление на краях полосы пропускания  $d_{\text{дп}} = d_{\text{эн}} = 0,019$ .

Таким образом, использование варикапа КВ127В в качестве элемента настройки не ухудшит избирательность приемника по зеркальному каналу на нижней частоте диапазона.

На верхней частоте диапазона  $Q_B \gg Q_L$ , поэтому варикап не уменьшит эквивалентную добротность контура и, следовательно, избирательность по зеркальному каналу.

Определяем эквивалентную емкость схемы входной цепи, при которой выбранный элемент настройки обеспечит перекрытие диапазона (1.69):

$$C_3 = \sqrt{45 - 2^2 \cdot 12,25} \sqrt{10^2 - 1} = 69 \text{ пФ}.$$

Так как  $C_3$  превышает емкость схемы ( $69 - 50 = 19$  пФ), выбранный элемент настройки обеспечивает физическую реализацию входной цепи.

Определяем индуктивность контура входной цепи (1.71):

$$L_k = \sqrt{10^2 - 1} \sqrt{\pi^2 \cdot 0,294^2 \cdot 10^6} \cdot \sqrt{45 \cdot 10^{-12} - 12,25 \cdot 10^{-12}}$$

$$L_k = 0,00377 \text{ Гн}.$$

Коэффициент передачи одноконтурной входной цепи с магнитной антенной на минимальной частоте диапазона для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением (1.90):

$$K_{\text{ОВЦ}} = 0,05 \text{ м}.$$

Для рассчитанной в примере 1.7 двухконтурной входной цепи (1.92):

$$K_{\text{ОВЦ}} = 0,05 / 2 = 0,025 \text{ м}.$$

Коэффициент шума одноконтурной ВЦ с магнитной антенной  $N_{\text{ВЦ}} = 1$ , для двухконтурной входной цепи (1.94):

$$N_{\text{ВЦ}} = 2 \cdot 1 = 2.$$

### Пример 1.12

Определить коэффициент передачи и шума входной цепи радиовещательного приемника КВ диапазона с допустимым коэффициентом шума  $N_d \leq 80$ ; с чувствительностью  $E \leq 0,2$  мВ/м; со штыревой антенной длиной  $l_a = 1$  м. Остальные параметры по данным примера 1.9.

Задаемся относительными коэффициентами запаса на нижней ( $\alpha=0,03$ ) и верхней ( $\beta=0,05$ ) границах диапазона и определяем минимальную и максимальную частоты диапазона с учетом запаса на действительные дестабилизирующих факторов (1.64; 1.65):

$$f_{\text{amin}} = 11,7 \cdot \sqrt{-0,03} = 11,35 \text{ МГц};$$

$$f_{\text{amax}} = 12,1 \cdot \sqrt{+0,05} = 12,7 \text{ МГц}.$$

Определяем требуемый коэффициент перекрытия диапазона с учетом запаса (1.66):

$$K_d = 12,7 / 11,35 = 1,12.$$



Для настройки контура на частоту принимаемого сигнала выбираем КПЕ-3 с  $C_{\text{нmin}} = 10$  пФ и  $C_{\text{нmax}} = 430$  пФ (табл. 1.4).

Определяем эквивалентную емкость схемы входной цепи, при которой выбранный элемент настройки обеспечит перекрытие диапазона (1.69):

$$C_3 = \left( 30 - 1,12^2 \cdot 10 \right) \left( 12^2 - 1 \right) = 1640 \text{ пФ} .$$

Так как  $C_3$  значительно превышает емкость схемы (1640 – 30 = 1610 пФ), необходимо использовать растянутую настройку.

Определяем минимальную емкость контура ВЦ (1.70):

$$C_{\text{кmin}} = 30 + 10 = 40 \text{ пФ} .$$

Определяем индуктивность контура с растянутой настройкой (1.72):

$$L_{\text{к}} = 1 / \left( \pi^2 \cdot 12,7^2 \cdot \left( 10^6 \right)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12} \right) = 3,93 \text{ мкГн} .$$

По результатам расчетов примера 1.9 выбрана внешнеемкостная связь контура ВЦ с антенной.

Для штыревой антенны (1.75)  $C_a = 6,1$  пФ:

$$C_{\text{анmin}} = 0,8 \cdot 6,1 = 4,88 \text{ пФ} ;$$

$$C_{\text{анmax}} = 1,2 \cdot 6,1 = 7,32 \text{ пФ} .$$

Емкость конденсатора связи с антенной (1.68):

$$C_{\text{сва}} \leq 4,88 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,0135 \cdot 40 / \left( 32 - 4,88 \right)} = 3,25 \text{ пФ} ,$$

где  $d_{\text{эв}} = 0,0135$  определено в примере 1.9.

Выбираем ближайший, выпускаемый промышленностью конденсатор связи с антенной с номинальной емкостью  $C_{\text{сва}} = 3,3$  пФ.

Коэффициент передачи ВЦ для полного включения контура к последующему каскаду с большим входным сопротивлением ( $m_2 = 1$ ) на минимальной частоте диапазона (1.77):

$$K_{\text{ОВЦ}} = 4\pi^2 \cdot 11,35^2 \cdot \left( 10^6 \right)^2 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 10^{-12} \cdot 75 = 4,95 ,$$

где  $Q_{\text{эн}} = Q_{\text{эк}} = 75$  определено в примере 1.9.

Коэффициент шума ВЦ со штыревой (электрической) антенной (1.93):

$$N_{\text{ВЦ}} = 2 + 2\pi \cdot 12,7 \cdot 10^6 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6} / 75 \cdot 80 = 2,05 .$$

## 1.7. Выбор средств обеспечения усиления приемника и эффективности АРУ

Для упрощения конструкции и улучшения технологичности изготовления приемника желательно использовать многофункциональную ИМС высокой и средней степени интеграции. Если такая ИМС не позволяет непосредственно реализовать заданные параметры, или для обеспечения заданных параметров в приемнике на основе этой ИМС требуется большое количество дополнительных активных элементов, то, в ряде случаев лучшие конструкторско-технологические и эксплуатационные характеристики можно получить при использовании ИМС малой степени интеграции и дискретных усилительных приборов.

Таким образом, на первом этапе выбора средств обеспечения усиления приемника (обеспечения требуемой чувствительности) необходимо решить вопрос о целесообразности применения многофункциональной ИМС.

Определяем напряжение на контуре ВЦ в режиме холостого хода:

$$U_{\text{ВЦ}} = EK_{\text{ОВЦ}}, \text{ В}, \quad (1.95)$$

где  $E$  – заданная чувствительность приемника.

Для УРЧ на биполярных транзисторах и ИМС на их основе определяем коэффициент включения контура ВЦ по входу УРЧ.

При трансформаторной связи контура ВЦ с УРЧ в ДВ и СВ диапазонах коэффициент включения определяется из условия обеспечения заданной полосы пропускания на минимальной частоте диапазона:

$$m_2 = \sqrt{R_{\text{вх}}(d_{\text{эн}} - d_{\text{к}})/2\pi f_{\text{мин}} L_{\text{к}}}. \quad (1.96)$$

В КВ диапазонах коэффициент включения определяется из условия максимального подавления зеркальной помехи на максимальной частоте диапазона:

$$m_2 = \sqrt{R_{\text{вх}}(d_{\text{эв}} - d_{\text{к}})/2\pi f_{\text{max}} L_{\text{к}}}. \quad (1.97)$$

При внутриемкостной связи контура ВЦ с УРЧ в ДВ и СВ диапазонах определяется требуемое затухание на минимальной частоте диапазона, обеспечивающее определенное в разделе 1.5 ослабление зеркальной помехи:

$$d_{\text{эн}} = \left( \frac{f_{\text{зк}}}{f_{\text{мин}}} - \frac{f_{\text{мин}}}{f_{\text{зк}}} \right) \cdot 10^{\frac{\sigma_{\text{зк}} + \sigma_{\text{зкв}}}{20}}, \quad (1.98)$$

где  $\sigma_{\text{зк}}$  и  $\sigma_{\text{зкв}}$  – ослабления зеркальной помехи контуром с учетом связи с антенной, определенные по формулам (1.40, 1.42 или 1.43).

Определяется коэффициент включения контура по входу УРЧ на минимальной частоте диапазона:

$$m_{2н} = \sqrt{R_{вх} (d_{эн} - d_k) / 2\pi f_{мин} L_k}. \quad (1.99)$$

Определяем емкость конденсатора связи с УРЧ:

$$C_{свУРЧ} = C_{кmax} - m_{2н} C_{кmax} \quad (1.100)$$

где  $C_{кmax}$  – максимальная емкость контура ВЦ.

Для контура без растяжки:

$$C_{кmax} = C_{нmax} + C_э. \quad (1.101)$$

Коэффициент включения контура по входу УРЧ на максимальной частоте диапазона:

$$m_{2в} = C_{кmin} / (C_{свУРЧ} + C_{кmin}). \quad (1.102)$$

При трансформаторно-внутриемкостной связи контура ВЦ с УРЧ емкость конденсатора связи с УРЧ и индуктивность катушки связи с УРЧ определяется в ДВ и СВ диапазонах из условия обеспечения заданной полосы пропускания на минимальной частоте диапазона:

$$C_{свУРЧ} = \left( \sqrt{2\pi^2 f_{мин}^2 L_k} \right) \left( \sqrt{2\pi f_{мин}^2 L_k / R_{вх} (\Pi - \Pi_k) - 1} \right), \quad (1.103)$$

$$L_{свУРЧ} = R_{вх} (\Pi - \Pi_k) / K_{св}^2 4\pi^2 f_{мин}^2, \quad (1.104)$$

где  $K_{св}$  – коэффициент связи между контурной катушкой и катушкой связи с УРЧ;

$\Pi_k$  – конструктивная полоса пропускания контура,

$$\Pi_k = f_{мин} d_k \sqrt{\sigma_{Ппр}^2 - 1}. \quad (1.105)$$

Для входной цепи с магнитной антенной  $K_{св} = 0,8$ ; для ВЦ с электрической антенной  $K_{св} = 0,35 \div 0,6$ ; для многослойных катушек и для катушек с однослойной намоткой  $K_{св} = 0,2 \div 0,4$ .

Коэффициент включения контура ко входу УРЧ определяем на минимальной частоте диапазона:

$$m_2 = K_{св} \sqrt{L_{свУРЧ} / L_k} (1 + 1/4\pi^2 f_{мин}^2 L_{свУРЧ} C_{свУРЧ}). \quad (1.106)$$

Если усиление по мощности первого каскада велико, то шумы последующих каскадов можно не учитывать. В этом случае коэффициент шума приемника определяется отношением [8, 9]

$$N_{пр} = N_{ВЦ} N_{ус}, \quad (1.107)$$

где  $N_{ВЦ}$  – коэффициент шума ВЦ, определенный в разделе 1.6;

$N_{ус}$  – коэффициент шума первого усилительного каскада.

Таким образом, на настоящем этапе проектирования определяется возможность подключения функциональной ИМС к выбранной ВЦ по допустимому коэффициенту шума и минимальному уровню сигнала на ее входе. Необходимые для этого параметры некоторых ИМС приведены в табл. 1.8.

Таблица 1.8

**Входные характеристики многофункциональных микросхем для радиоприемной аппаратуры**

Характеристики	Тип микросхемы		
	К157ХА1*	К174ХА2	К157ХА10
Функциональный состав	УРЧ, ПЧ	УРЧ, ПЧ, УПЧ	УРЧ, УПЧ, ПЧ, АД, УЗЧ
Частота входного сигнала, МГц, не более	15/25**	27	12,5
Коэффициент шума, дБ не более	6	12	20
Входное напряжение УРЧ, мкВ, не менее	5,6	11	50
Входное сопротивление УРЧ, кОм, не менее			
на частоте 0,5 МГц	1,5	3	1,5
на частоте 2 МГц	1,2	2,5	1
на частоте 10 МГц	0,7	1,5	0,6
Входная емкость УРЧ, пФ, не более	10	20	40
Глубина регулирования АРУ, дБ, не менее	42***	70	68

\* Применяется в паре с ИМС К157ХА2, включающей УПЧ и АД

\*\* Числитель для К157ХА1А, знаменатель для К157ХА1Б

\*\*\* В паре с ИМС К157ХА2

Напряжение на входе УРЧ ИМС определяется выражением

$$U_{вх} = U_{вц} m_2. \quad (1.108)$$

Если  $N_{пр} < N_{д}$  определенного по формулам (1.21 или 1.22),  $U_{вх} > U_{вх}$  УРЧ выбранной ИМС, то проверяется выполнение требований к системе АРУ:

$$\Gamma_{АРУ} < \Gamma_{АРУ \text{ ИМС}}, \quad (1.109)$$

где  $\Gamma_{АРУ}$  – требуемая глубина регулирования АРУ.

$$\Gamma_{АРУ} = \Delta U_{вх} - \Delta U_{вых}, \text{ дБ}, \quad (1.110)$$

где  $\Delta U_{\text{вх}}$  – относительное изменение напряжения входного сигнала, дБ;  
 $\Delta U_{\text{вых}}$  – относительное изменение напряжения выходного сигнала, дБ, не более.

При выполнении условия (1.109), если ИМС включает УПЧ, АД и УЗЧ, обеспечивающий заданную выходную мощность, выбор средств усиления приемника можно считать законченным.

Если ИМС не включает требуемых функциональных узлов или они не обеспечивают заданных характеристик, то добавляются соответствующие ИМС или узлы на дискретных элементах [6].

Если ИМС не обеспечивает требуемого  $N_{\text{пр}}$  и  $U_{\text{вх}}$  при непосредственном подключении к входной цепи или интегральный УРЧ не позволяет подключение второго контура преселектора для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу, то требуемые характеристики можно попытаться реализовать введением апериодического или резонансного УРЧ на дискретном полевом или биполярном транзисторе. Высокочастотные параметры ряда транзисторов приведены в табл. 1.9.

Таблица 1.9

**Высокочастотные параметры транзисторов  
(при  $I_{\text{к}} = 1 \text{ мА}$ ,  $U_{\text{кз}} = 5 \text{ В}$ )**

Тип тран- зистора	Час- тота, МГц	$q_{11}$ , мСм	$C_{11}$ , пФ	$C_{12}$ , пФ	$ Y_{21} $ , мСМ	$q_{22}$ , мкСМ	$C_{22}$ , пФ	$h_{21\beta}$	$N_{\text{ш}}$ , дБ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ГТ308В	0,5	0,4	40	1	35	10	4	80	4
	1,0	0,5	40	1	35	13	4	80	4
	3,0	0,6	40	1	35	30	4	80	4
	5,0	0,8	40	1	35	60	4	80	4
	10	1,0	40	1	35	150	4	80	4
ГТ310Б	0,5	0,5	80	4	26	7	12	60	3
	1,0	0,5	75	4	26	8	12	60	3
ГТ310Б	3,0	0,6	65	4	26	9	12	60	3
	5,0	0,7	60	4	26	10	12	60	3
	10	2,3	56	4	25,5	40	12	60	3

Окончание табл. 1.9

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
КТ315А	1	0,33	70	5	33	92	5	30	10
КТ315Б	1	0,13	45	5	33	92	5	50	10
КТ339А	10,7	0,35	10,5	1	32	70	2	25	4
КП303	0,5	–	6	2	3	5	2	–	4
	1,0	–	6	2	3	5	2	–	4
	3,0	–	6	2	3	15	2	–	4
	5,0	–	6	2	3	20	2	–	4
	10	0,0015	6	2	3	40	2	–	4

Минимально достижимый коэффициент шума УРЧ [16]

$$N_{\text{урч}} \geq 2N_{\text{ш}}, \quad (1.111)$$

где  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума транзистора УРЧ.

Входное сопротивление УРЧ на дискретном транзисторе

$$R_{\text{вх}} = 1/g_{11}. \quad (1.112)$$

Расчет структурной схемы радиоприемников на дискретных усилительных элементах приведен в [3, 7, 8, 9].

### Пример 1.13

Выбрать усилительные приборы для реализации радиовещательного приемника СВ диапазона по данным примеров 1.3, 1.8 и 1.10 с эффективностью АРУ  $N \geq 50/10$  и выходной мощностью  $P_{\text{вых}} \geq 3$  Вт.

Определяем напряжение на контуре ВЦ в режиме холостого хода (1.95):

$$U_{\text{вц}} = 60 \cdot 0,7 = 42 \text{ мкВ}.$$

Поскольку контур нагружен на истоковый повторитель, это напряжение можно подать на вход интегральной схемы. Обеспечить требуемую чувствительность приемника может ИМС К174ХА2 с минимальным входным напряжением 11 мкВ (табл. 1.8).

Истоковый повторитель реализуем на полевом транзисторе КП303 с коэффициентом шума  $N_{\text{ш}} = 4$  дБ (табл. 1.9).

Минимально достижимый коэффициент шума УРЧ (1.111):

$$N_{\text{урч}} = 2 \cdot 4 = 8 \text{ дБ}.$$

Переводим коэффициент шума в линейные единицы:

$$N_{\text{урч}} = 10^{8/20} = 2,5.$$

Коэффициент шума приемника (1.107):

$$N_{\text{пр}} = 2,26 \cdot 2,5 = 5,68,$$

что много меньше допустимого ( $5,68 \ll 342$ ).

Требуемая глубина регулирования АРУ (1.110):

$$\Gamma_{\text{АРУ}} \geq 50 - 10 = 40 \text{ дБ}.$$

ИМС К174ХА2 обеспечивает глубину регулирования АРУ, так как  $\Gamma_{\text{АРУ ИМС}} \geq 70$  дБ, то есть условие 1.109 выполняется.

Требуемая выходная мощность (3 Вт) может быть обеспечена ИМС 174УН9, чувствительность которой позволяет подключить ее к выходу ИМС К174ХА2.

### Пример 1.14

Выбрать усилительные приборы для реализации радиовещательного приемника КВ диапазона по данным примеров 1.9 и 1.12 с эффективностью АРУ  $N \geq 48/6$  и выходной мощностью  $P_{\text{вых}} \geq 0,5$  Вт.

Определяем напряжение на контуре ВЦ в режиме холостого хода:

$$U_{\text{ВЦ}} = E h_{\text{д}} K_{0\text{ВЦ}},$$

где  $E = 200$  мкВ/м – заданная чувствительность приемника по электрическому полю;

$h_{\text{д}} = l_{\text{а}}/2 = 1/2 = 0,5$  м – действующая высота штыревой антенны;

$K_{0\text{ВЦ}} = 4,95$  – коэффициент передачи ВЦ;

$$U_{\text{ВЦ}} = 100 \cdot 0,5 \cdot 4,95 = 247,5 \text{ мкВ}.$$

Для реализации резонансного УРЧ выбираем транзистор ГТ308В со следующими параметрами на заданной частоте (табл. 1.9): входная проводимость  $g_{11} = 1$  мСм; коэффициент шума  $N_{\text{ш}} \leq 4$  дБ.

Входное сопротивление транзистора:

$$R_{\text{вх}} = 1/g_{11} = 1/10^{-3} = 10^3 \text{ Ом}.$$

Коэффициент включения контура ВЦ ко входу УРЧ на минимальной частоте диапазона (1.97):

$$m_2 = \sqrt{10^3 \left[ 0,0135 - 0,00667 \right] 2\pi \cdot 12,7 \cdot 10^6 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6}} = 0,146$$

Напряжение на входе УРЧ (1.108):

$$U_{\text{вх УРЧ}} = 247,5 \cdot 0,146 = 36 \text{ мкВ}.$$

Минимально достижимый коэффициент шума УРЧ (1.111):

$$N_{\text{урч}} = 2 \cdot 4 = 8 \text{ дБ}.$$

Переводим коэффициент шума в линейные единицы:

$$N_{\text{урч}} = 10^{8/20} = 2,5.$$

Коэффициент шума приемника (1.107)

$$N_{\text{пр}} = 2,05 \cdot 2,5 = 5,125,$$

что меньше допустимого ( $5,125 \ll 80$ ).

Остальные функциональные узлы радиоприемника можно реализовать на многофункциональной ИМС К174ХА10, так как резонансный УРЧ обеспечит требуемый уровень сигнала на ее входе.

Требуемая глубина регулирования АРУ (1.110):

$$\Gamma_{\text{АРУ}} = 48 - 6 = 42 \text{ дБ}.$$

ИМС К174ХА10 обеспечивает глубину регулирования АРУ, так как  $\Gamma_{\text{АРУ ИМС}} \geq 68 \text{ дБ}$ , то есть условие 1.109 выполняется.

Выходная мощность УЗЧ  $P_{\text{вых}} \geq 0,5 \text{ Вт}$  также обеспечивается ИМС К174ХА10.

## **1.8. Описание и составление структурной схемы радиоприемника**

По результатам расчетов предыдущих разделов описывается структурная схема приемника, удовлетворяющая требованиям задания.

Структурная схема преселектора (рис. 1.1), виды связи контура ВЦ с антенной и УРЧ, элемент настройки на радиостанцию определяются по результатам расчетов разделов 1.5, 1.6. По результатам расчетов раздела 1.7 для оптимизации конструкторско-технологических характеристик приемника уточняется структурная схема преселектора и виды связи контура ВЦ с антенной и УРЧ, выбираются средства обеспечения усиления приемника и эффективности системы АРУ.

По результатам расчетов разделов 1.5 и 1.7 определяется структурная схема тракта промежуточной частоты.

В соответствии с исходными данными определяются средства обеспечения заданной выходной мощности.



## Пример 1.15

### Описание и составление структурной схемы приемника СВ диапазона

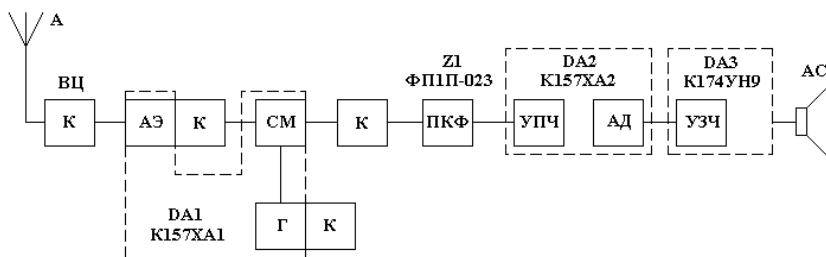


Рис. 1.3. Структурная схема приемника СВ

Для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу (44 дБ) и допустимого ослабления на краях полосы пропускания преселектора (4 дБ), определенного в разделе 1.4, по результатам расчетов раздела 1.5 выбирается преселектор с одноконтурной ВЦ и резонансным УРЧ с трансформаторной связью контура ВЦ с УРЧ. Избирательность преселектора по зеркальному каналу (52 дБ, без учета связи контура ВЦ с антенной) обеспечивается с запасом, что позволяет использовать трансформаторно-емкостную связь контура ВЦ с антенной, обеспечивающую максимальный коэффициент передачи входной цепи и наилучшую его равномерность при перестройке по диапазону. Ухудшение избирательности по зеркальному каналу за счет данного вида связи составляет 4дБ.

Избирательность по промежуточной частоте (30 дБ) обеспечивается без использования дополнительного режекторного фильтра.

Для перестройки контуров преселектора и гетеродина по диапазону выбран трехсекционный КПЕ-3.

Предварительный расчет контура ВЦ (раздел 1.6) определил напряжение на контуре (129 мкВ). При трансформаторной связи с интегральным УРЧ на ИМС К157ХА1 напряжение на ее входе составит 19,35 мкВ, что удовлетворяет техническим условиям на микросхему. Коэффициент шума преселектора составит 6,7, что удовлетворяет допустимому (42), определенному в разделе 1.3.

Глубина регулирования АРУ тракта ВЧ-ПЧ на ИМС К157ХА1 и К157ХА2 не менее 42 дБ и обеспечивает заданную (36 дБ).

Заданная избирательность по соседнему каналу (44 дБ) обеспечивается ПКФ ФППП-023 (40 дБ) и резонансным LC-контуром (9 дБ).

Требуемая выходная мощность (2 Вт) может быть обеспечена ИМС К174УН9 [6], чувствительность которой обеспечивает ее подключение к выходу ИМС К157ХА2.

### Пример 1.16

#### Описание и составление структурной схемы приемника КВ диапазона

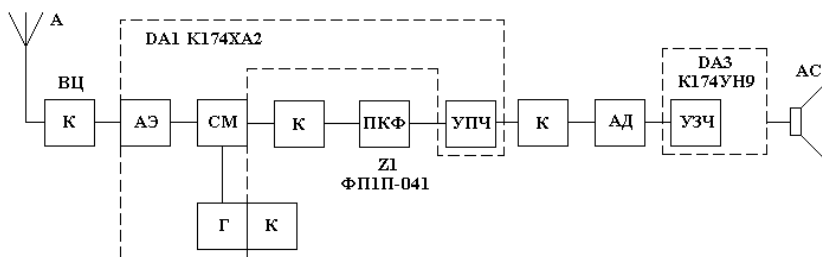


Рис. 1.4. Структурная схема приемника КВ

Для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу (22 дБ) и допустимого ослабления на краях полосы пропускания преселектора (0,5 дБ), определенного в разделе 1.4, по результатам расчетов раздела 1.5 выбирается преселектор с одноконтурной ВЦ и аperiodическим УРЧ с трансформаторной связью контура ВЦ с УРЧ. Избирательность преселектора по зеркальному каналу (24,5 дБ без учета связи контура ВЦ с антенной) обеспечивается с запасом, что позволяет использовать внешнеемкостную связь контура ВЦ с антенной, обеспечивающую максимальную простоту конструкции. Ухудшение избирательности по зеркальному каналу за счет данного вида связи составляет 1,2 дБ. Так как разброс параметров штыревой антенны невелик, можно увеличить емкость связи с антенной и тем самым коэффициент передачи ВЦ.

Для перестройки контуров преселектора и гетеродина по диапазону используются варикапы КВ135А.

Предварительный расчет контура ВЦ (раздел 1.6) определил напряжение на контуре (500 мкВ). При трансформаторной связи с интегральным УРЧ на ИМС К174ХА2 напряжение на ее входе составит 38,2 мкВ, что удовлетворяет техническим условиям на микросхему. Коэффициент шума преселектора составит 8,5, что удовлетворяет допустимому (39), определенному в разделе 1.3.

Глубина регулирования АРУ тракта ВЧ-ПЧ на ИМС К174ХА2 не менее 70 дБ и обеспечивает заданную (26 дБ).

Заданная избирательность по соседнему каналу (30 дБ) обеспечивается ПКФ ФП1П-041 (23 дБ) и двумя одиночными LC-контуром в тракте промежуточной частоты (8 дБ).

Заданная выходная мощность (4 Вт) может быть обеспечена ИМС К174УН9, чувствительность которой обеспечивает ее подключение к детектору на выходе ИМС К157ХА2.

**Пример 1.17**  
**Описание и составление структурной схемы приемника**  
**КВ диапазона с повышенной чувствительностью**  
**и избирательностью**

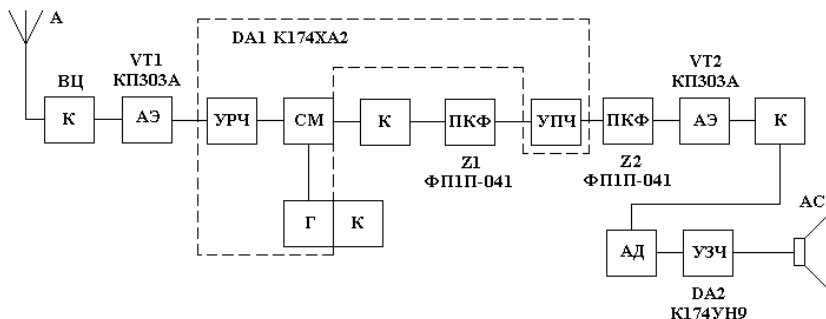


Рис. 1.5. Структурная схема приемника КВ диапазона с повышенной чувствительностью и избирательностью

Для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу (30 дБ) и допустимого ослабления на краях полосы пропускания преселектора (0,5 дБ), определенного в разделе 1.4, по результатам расчетов раздела 1.5 выбирается преселектор с одноконтурной ВЦ и апериодическим УРЧ на полевом транзисторе с полным включением контура ВЦ к УРЧ. Избирательность преселектора по зеркальному каналу с учетом контура ВЦ с антенной (трансформаторная в режиме удлинения) составит 32,7 дБ.

Для перестройки контуров преселектора и гетеродина по диапазону используются варикапы КВ135А.

Предварительный расчет контура ВЦ (раздел 1.6) определил напряжение сигнала на контуре 29,3 мкВ. При использовании ИМС К174ХА2 это позволяет включить полевой транзистор УРЧ по схеме с общим стоком.

Глубина регулирования АРУ тракта ВЧ-ПЧ на ИМС К174ХА2 не менее 70 дБ и обеспечивает заданную.

Коэффициент шума преселектора составит 5,06, что удовлетворяет допустимому (11,6), определенному в разделе 1.3.

Заданная избирательность по соседнему каналу (46 дБ) обеспечивается двумя ПКФ ФППП-041 (45,74 дБ) и двумя одиночными LC-контурами (3,6 дБ).

Заданная выходная мощность (2 Вт) может быть обеспечена ИМС К174УН9, чувствительность которой обеспечивает ее подключение к детектору на выходе ИМС К157ХА2.

### Пример 1.18

#### Описание и составление структурной схемы приемника ДВ диапазона с магнитной антенной

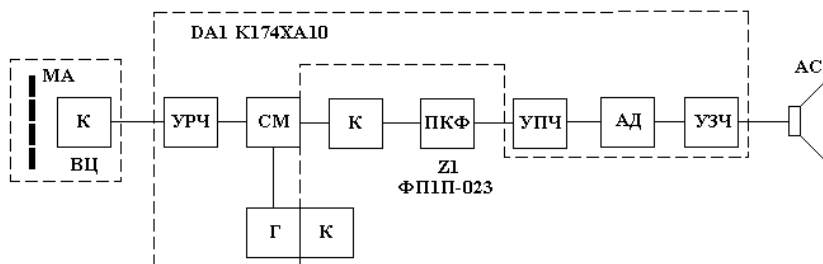


Рис. 1.6. Структурная схема приемника ДВ диапазона с магнитной антенной

Для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу (50 дБ) и допустимого ослабления на краях полосы пропускания преселектора (10,5 дБ), определенного в разделе 1.4, по результатам расчетов раздела 1.5 выбирается преселектор с одноконтурной ВЦ и аperiodическим УРЧ с трансформаторно-внутриемкостной связью контура ВЦ с УРЧ, который подавляет помеху по зеркальному каналу на 51 дБ.

Одноконтурный преселектор подавляет помеху по промежуточной частоте на 39 дБ, что не обеспечивает заданную величину (40 дБ), поэтому в схему должен быть введен режекторный фильтр (РФ) для дополнительного подавления этой помехи.

Для перестройки контуров преселектора и гетеродина по диапазону выбран двухсекционный КПЕ-2.

Предварительный расчет контура ВЦ (раздел 1.6) определил напряжение на контуре (588 мкВ). При трансформаторно-внутриемкостной связи с интегральным УРЧ на ИМС К174ХА10 напряжение на ее входе составит 55,7 мкВ, что удовлетворяет техническим условиям на микросхему. Коэффициент шума преселектора составит 10, что удовлетворяет допустимому (34), определенному в разделе 1.3.

Глубина регулирования АРУ в тракте ВЧ-ПЧ ИМС К174ХА10 не менее 68 дБ и обеспечивает заданную (32 дБ).

Заданная избирательность по соседнему каналу (44 дБ) обеспечивается ПКФ ФП1П-023 (40 дБ) и резонансным LC-контуром (4,8 дБ).

Требуемая выходная мощность (0,5 Вт) обеспечивается ИМС К174ХА10.

Типовые схемы включения микросхем, использованных в рассмотренных примерах, приведены в [6].

## 2. РАСЧЕТ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ

### 2.1. Расчет входных цепей

В результате расчета структурной схемы приемника были определены следующие характеристики входной цепи:

- 1) количество контуров;
- 2) элемент настройки на частоту сигнала;
- 3) индуктивность контура;
- 4) наличие или отсутствие растянутой настройки;
- 5) вид связи контура с антенной и параметры элементов связи;
- 6) вид связи контура с УРЧ (или СМ ПЧ) и параметры элементов связи;
- 7) величина эквивалентной емкости схемы, при которой выбранный элемент настройки обеспечивает перекрытие диапазона.

По данным табл. 2.1 выбираем значения емкостей монтажа и катушки контура ВЦ.

Таблица 2.1

#### Ориентировочные значения емкостей монтажа, катушек и погрешности емкости схем контуров ВЦ

Диапазон	Емкость монтажа, $C_m$ , пФ	Емкость катушки, $C_L$ , пФ	Погрешность емкости схемы, $\Delta C_{сх}$ , пФ
Длинные волны	10÷15	15÷20	8÷12
Средние волны	8÷15	7÷15	4,5÷9
Короткие волны	7÷10	4÷10	2,5÷6

Емкость, вносимая УРЧ в контур ВЦ:

$$C_{вн} = C_{11}m_2^2, \quad (2.1)$$

где  $C_{11}$  – входная емкость транзистора первого каскада;

$m_2$  – коэффициент включения входа транзистора в контур ВЦ.

В преселекторе с резонансным УРЧ, если в нем используется контур, рассчитанный для входной цепи, в контур ВЦ должна быть введена дополнительная емкость:

$$C_{доп} = C_{22}m_1^2, \quad (2.2)$$

где  $C_{22}$  – выходная емкость транзистора УРЧ,

$m_1$  – коэффициент включения выходной цепи транзистора УРЧ в контур нагрузки.

На этапе расчета ВЦ принимаем  $m_1 = 1$ .  
Из табл. 2.2. выбираем подстроечный конденсатор.

Таблица 2.2

**Типы и емкости подстроечных конденсаторов**

Тип	Номинальная емкость,* пФ
КПК-1	2/7; 2,5/8; 4/15; 6/25; 8/30
КПК-2	8/60; 10/100; 25/150
КТ4-21	1/5; 2/10; 3/15; 4/20
КТ4-25	1/5; 2/10; 3/15; 4/20; 5/25; 6/30; 8/40

\* в числителе – минимальная, в знаменателе – максимальная емкость.

Для выбора подстроечного конденсатора определяем половину поля компенсации:

$$C_{пк} = \frac{C_{пmax} - C_{пmin}}{2}, \quad (2.3)$$

где  $C_{пmax}$  – максимальная емкость подстроечного конденсатора;

$C_{пmin}$  – минимальная емкость подстроечного конденсатора.

Из условия (2.4) выбираем подстроечный конденсатор:

$$C_{пк} \geq \Delta C_{сх}. \quad (2.4)$$

Определяем дополнительную емкость ВЦ, обеспечивающую перекрытие диапазона:

$$C_{доп2} = C_3 - C_m - C_L - C_{вн} - C_{доп1} - C_{пср}, \quad (2.5)$$

где  $C_{пср}$  – средняя емкость подстроечного конденсатора.

$$C_{пср} = \frac{C_{пmax} + C_{пmin}}{2}. \quad (2.6)$$

Определяем емкость уравнивающего конденсатора:

$$C_y = C_{доп1} + C_{доп2}. \quad (2.7)$$

Если  $C_y \leq C_{пср}/2$ , то уравнивающий конденсатор не ставится.

Для ВЦ с трансформаторной связью с УРЧ определяем индуктивность катушки связи:

$$L_{св} = \frac{m_2^2 L_k}{K_{св}^2}, \quad (2.8)$$

где  $m_2, L_k$  определены в разделах 1.6 и 1.7;

$K_{св}$  – максимальный конструктивно достижимый коэффициент связи (см. комментарий к формуле 1.84).

Для контура с растянутой настройкой (рис. 2.1) определяем максимальную емкость контура ВЦ:

$$C_{к\max} = K_d^2 C_{к\min}, \quad (2.9)$$

где  $K_d$  и  $C_{к\min}$  определены в разделе 1.6.

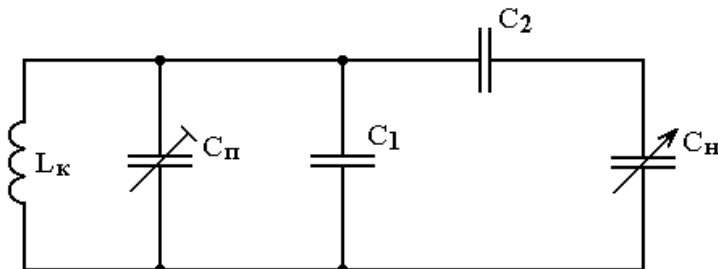


Рис. 2.1. Контур преселектора с растянутой настройкой

Задаемся  $C_M, C_L$ ; определяем  $C_{\text{вн}}, C_{\text{пср}}$  и  $C_{\text{доп1}}$  до выполнения условия

$$C_M + C_L + C_{\text{вн}} + C_{\text{пср}} + C_{\text{доп1}} \leq C_{\text{сх}\min}, \quad (2.10)$$

где  $C_{\text{сх}\min}$  определена в разделе 1.6.

Составляем систему двух уравнений:

$$\begin{cases} C_{к\min} = C_L + C_M + C_{\text{вн}} + C_{\text{доп1}} + C_{\text{пср}} + C'_1 + \frac{C_2 C_{\text{н}\min}}{C_2 + C_{\text{н}\min}} & (2.11) \\ C_{к\max} = C_L + C_M + C_{\text{вн}} + C_{\text{доп1}} + C_{\text{пср}} + C'_1 + \frac{C_2 C_{\text{н}\max}}{C_2 + C_{\text{н}\max}} & (2.12) \end{cases}$$

Решаем ее относительно  $C'_1$  и  $C_2$ . В преселекторе с аperiодическим УРЧ ( $C_{\text{доп1}} = 0$ ) выбираем  $C_1 = C'_1$ , а в преселекторе с резонансным УРЧ для контура ВЦ выбираем  $C_1 = C'_1 + C_{\text{доп1}}$ , для контура УРЧ выбираем  $C_1 = C'_1$ .

Двухконтурные входные цепи используются в ДВ и СВ диапазонах и обеспечивают минимальное ослабление на краях полосы пропускания при заданном ослаблении зеркальной помехи. Из соображения получения высокого постоянства полосы пропускания во всем диапазоне принимаемых частот целесообразно применение схемы с внешне- и внутриемкостной связью между контурами (рис. 2.2). Эта схема удобна также тем, что позволяет элементами связи  $C_{\text{св1}}$  и  $C_{\text{св2}}$  легко устанавливать необходимую связь между контурами.

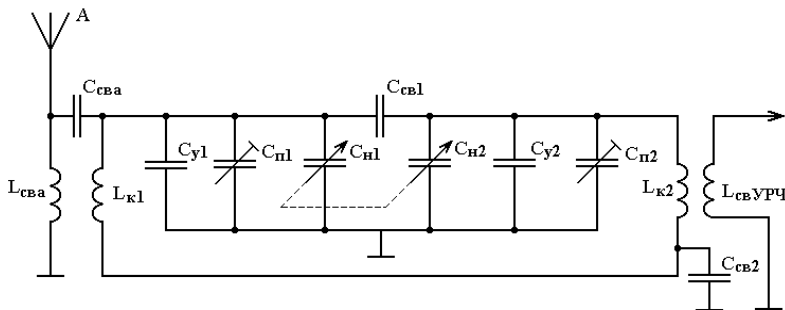


Рис. 2.2. Схема двухконтурной входной цепи с двойной емкостной связью

Как и в случае одноконтурной входной цепи, здесь возможна и внешнеемкостная и трансформаторная связь с антенной. Параметры элементов связи с антенной и УРЧ, элементов контуров определяются так же, как и для одноконтурной входной цепи.

При критической связи между контурами на минимальной и максимальной частоте диапазона емкости конденсаторов связи  $C_{св1}$  и  $C_{св2}$  определяются по формулам:

$$C_{св1} = C_{к\max} - \frac{C_{к\max}^3 - C_{к\max}^2 C_{к\min}}{C_{к\max}^2 - C_{к\min}^2}, \quad (2.13)$$

$$C_{св2} = \frac{C_{к\max}^2 - C_{к\min}^2}{C_{к\max} - C_{к\min}}, \quad (2.14)$$

где  $C_{к\max}$  и  $C_{к\min}$ , определены в разделах 1.5 и 1.6.

После окончания расчетов емкости конденсаторов округляются до ближайшего номинального значения выпускаемых промышленностью конденсаторов.

### Пример 2.1

Рассчитать входную цепь приемника СВ диапазона по данным примеров 1.8 и 1.10.

В результате расчета структурной схемы приемника были определены следующие характеристики ВЦ:

- а) количество контуров – 1;
- б) элемент настройки на частоту сигнала – КПЕ с механическим управлением,  $C_{н\min} = 12$  пФ,  $C_{н\max} = 495$  пФ;
- в) индуктивность контура,  $L_k = 182$  мкГн;
- г) отсутствие растянутой настройки;
- д) трансформаторная связь контура с антенной в режиме удлинения,  $L_{сва} = 10$  мГн;
- е) полное включение контура ко входу апериодического УРЧ (источковому повторителю на полевом транзисторе КП303),  $m_2 = 1$ ,  $C_{11} = 6$  пФ;



ж) эквивалентная емкость схемы, при которой выбранный элемент настройки обеспечивает перекрытие диапазона,  $C_3 = 37,8$  пФ.

Емкость, вносимая УРЧ в контур ВЦ (2.1):

$$C_{\text{вн}} = 6 \cdot 1^2 = 6 \text{ пФ} .$$

Задаемся емкостью монтажа  $C_{\text{м}} = 8$  пФ, емкостью катушки  $C_{\text{L}} = 7$  пФ (табл. 2.1) и определяем емкость схемы ВЦ на максимальной частоте диапазона без учета емкости подстроечного и дополнительного конденсаторов:

$$C_{\text{сх}} = C_{\text{м}} + C_{\text{L}} + C_{\text{вн}} ,$$

$$C_{\text{сх}} = 8 + 7 + 6 = 22 \text{ пФ} .$$

Выбираем подстроечный конденсатор (табл. 2.2) КТ4-25-4/20 с максимальной емкостью  $C_{\text{пmax}} = 20$  пФ и минимальной емкостью  $C_{\text{пmin}} = 4$  пФ.

Половина поля компенсации (2.3):

$$C_{\text{пк}} = \sqrt{20 - 4} \cdot 2 = 8 \text{ пФ} ,$$

что удовлетворяет требованию  $C_{\text{пк}} \geq \Delta C_{\text{сх}} (8 > 4,5)$ .

Средняя емкость подстроечного конденсатора (2.6):

$$C_{\text{пк}} = \sqrt{20 + 4} \cdot 2 = 12 \text{ пФ} .$$

Определяем дополнительную емкость схемы, обеспечивающую перекрытие диапазона (2.5):

$$C_{\text{доп2}} = 37,8 - 8 - 7 - 6 - 12 = 4,8 \text{ пФ} .$$

Емкость уравнивающего конденсатора (2.7):

$$C_{\text{у}} = 4,8 \text{ пФ} .$$

Поскольку  $C_{\text{у}} \leq C_{\text{п ср}}/2 (4,8 < 12/2)$ , уравнивающий конденсатор не ставится.

Схема рассчитанного контура ВЦ приведена на рис. 2.3.

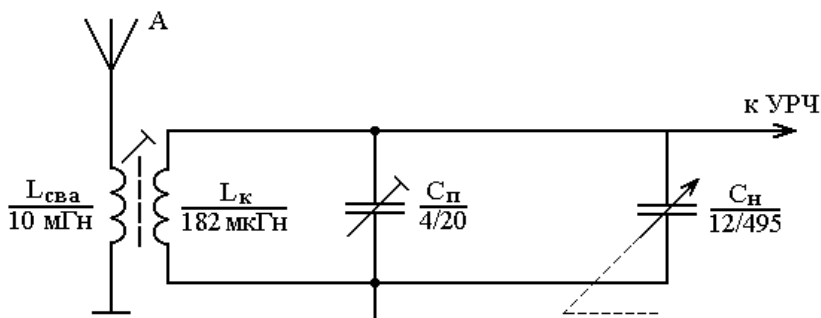


Рис. 2.3. Одноконтурная ВЦ СВ диапазона

## Пример 2.2

Рассчитать входную цепь приемника ДВ диапазона по данным примеров 1.7 и 1.11.

В результате расчета структурной схемы приемника были определены следующие характеристики ВЦ:

- а) количество контуров – 2 связанных;
- б) элемент настройки на частоту сигнала – варикап КВ127В с  $C_{н\ min} = 12,25$  пФ,  $C_{н\ max} = 245$  пФ;
- в) индуктивность контура,  $L_k = 3,77$  мГн;
- г) отсутствие растянутой настройки;
- д) магнитная антенна является элементом контура, в элементах связи нет необходимости;
- е) полное включение контура ко входу апериодического УРЧ (истоковому повторителю на полевом транзисторе КП303),  $m_2 = 1$ ,  $C_{11} = 6$  пФ;
- ж) эквивалентная емкость схемы, при которой выбранный элемент настройки обеспечивает перекрытие диапазона,  $C_3 = 69$  пФ.

Емкость, вносимая УРЧ в контур ВЦ (2.1):

$$C_{вн} = 6 \cdot 1^2 = 6 \text{ пФ} .$$

Задаемся емкостью монтажа  $C_m = 12$  пФ, емкостью катушки  $C_L = 17$  пФ (табл. 2.1) и определяем емкость схемы ВЦ на максимальной частоте диапазона без учета емкости подстроечного и дополнительного конденсаторов:

$$C_{сх} = C_m + C_L + C_{вн} ,$$

$$C_{сх} = 12 + 17 + 6 = 35 \text{ пФ} .$$

Выбираем подстроечный конденсатор (табл. 2.2) КТ4-25-6/30 с максимальной емкостью  $C_{пmax} = 30$  пФ и минимальной емкостью  $C_{пmin} = 6$  пФ.

Половина поля компенсации (2.3):

$$C_{пк} = \sqrt{30 - 6} / 2 = 12 \text{ пФ} ,$$

что удовлетворяет требованию  $C_{пк} \geq \Delta C_{сх}$  ( $12 \geq 12$ ).

Средняя емкость подстроечного конденсатора (2.6):

$$C_{пк} = \sqrt{30 + 6} / 2 = 18 \text{ пФ} .$$

Определяем дополнительную емкость схемы, обеспечивающую перекрытие диапазона (2.5):

$$C_{доп2} = 69 - 12 - 17 - 6 - 18 = 16 \text{ пФ} .$$

Емкость уравнивающего конденсатора (2.7)  $C_y = 16$  пФ совпадает с номинальной емкостью выпускаемых промышленностью конденсаторов.

Из соображений получения высокого постоянства полосы пропускания в диапазоне принимаемых частот выбираем двухконтурную ВЦ с внешне- и внутримкостной связью между контурами (рис. 2.4).

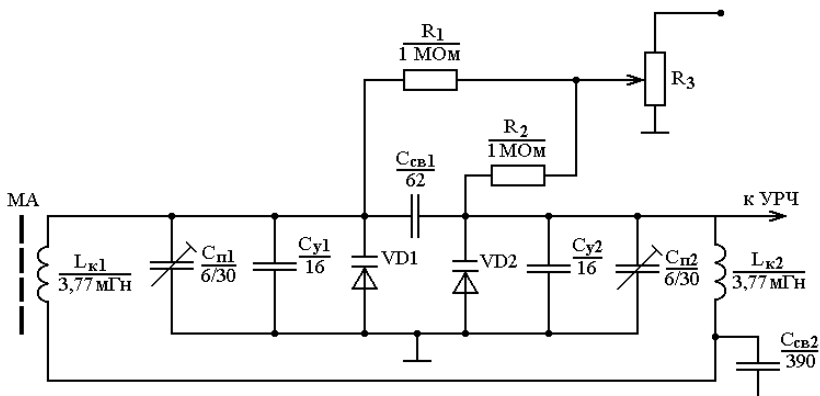


Рис. 2.4. Схема двухконтурной ВЦ с электронной настройкой

Определяем максимальную и минимальную емкости контуров ВЦ:

$$C_{к\max} = C_{н\max} + C_3 = 245 + 69 = 314 \text{ пФ} ,$$

$$C_{к\min} = C_{н\min} + C_3 = 12,25 + 69 = 81,25 \text{ пФ} .$$

Емкости конденсаторов связи (1.13, 2.14):

$$C_{св1} = 314 - \frac{314^3 - 314^2 \cdot 81,25}{314^2 - 81,25^2} = 64,55 \text{ пФ} ;$$

$$C_{св2} = \frac{314^2 - 81,25^2}{314 - 81,25} = 395,25 \text{ пФ} .$$

Округляем значения конденсаторов связи до ближайших номинальных значений (табл. 1.7):  $C_{св1} = 62 \text{ пФ}$ ;  $C_{св2} = 390 \text{ пФ}$ .

### Пример 2.3

Рассчитать входную цепь приемника КВ диапазона по данным примеров 1.9, 1.12 и 1.14.

В результате расчета структурной схемы приемника были определены следующие характеристики входной цепи:

- количество контуров – 1;
- элемент настройки на частоту принимаемого сигнала – КПЕ с механическим управлением,  $C_{н\min} = 10 \text{ пФ}$ ,  $C_{н\max} = 430 \text{ пФ}$ ;

- в) индуктивность контура,  $L_k = 3,93$  мкГн;
  - г) наличие растянутой настройки;
  - д) внешнеемкостная связь контура с антенной,  $C_{св а} = 3,3$  пФ;
  - е) трансформаторная связь контура с резонансным УРЧ на биполярном транзисторе ГТ308В с коэффициентом включения  $m_2 = 0,146$ ; входная емкость  $C_{11} = 40$  пФ, выходная емкость  $C_{22} = 4$  пФ;
  - ж) минимальная емкость контура,  $C_{кmin} = 40$  пФ.
- Емкость, вносимая УРЧ в контур ВЦ (2.1):

$$C_{вн} = 40 \cdot 0,146^2 = 0,85 \text{ пФ} .$$

При дальнейших расчетах ею можно пренебречь.

Дополнительная емкость, вводимая в контур ВЦ для компенсации выходной емкости транзистора в контуре УРЧ (2.2):

$$C_{1доп} = 4 \cdot 1^2 = 4 \text{ пФ} .$$

Задаемся емкостью монтажа  $C_m = 7$  пФ, емкостью катушки  $C_L = 5$  пФ (табл. 2.1) и определяем емкость схемы ВЦ на максимальной частоте диапазона без учета емкости подстроечного конденсатора:

$$C_{сх} = C_m + C_L + C_{1доп} + C_{нmin} ,$$

$$C_{сх} = 7 + 5 + 4 + 10 = 26 \text{ пФ} .$$

Выбираем подстроечный конденсатор (табл. 2.2) КТ4-25-2/10 с максимальной емкостью  $C_{пmax} = 10$  пФ и минимальной емкостью  $C_{пmin} = 2$  пФ.

Половина поля компенсации (2.3):

$$C_{пк} = \sqrt{0 - 2} \cdot 2 = 4 \text{ пФ} ,$$

что удовлетворяет требованию  $C_{пк} \geq \Delta C_{сх}$  ( $4 > 2,5$ ).

Средняя емкость подстроечного конденсатора (2.6):

$$C_{пср} = \sqrt{0 + 2} \cdot 2 = 6 \text{ пФ} .$$

Индуктивность катушки связи с УРЧ (2.8):

$$L_{свУРЧ} = \frac{0,146^2 \cdot 3,93}{0,42} = 0,2 \text{ мкГн} .$$

Схема контура ВЦ приведена на рис. 2.5.

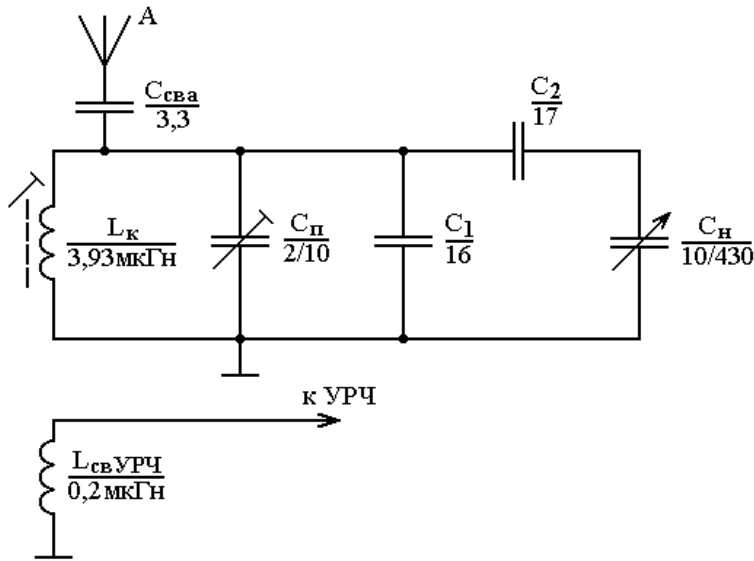


Рис. 2.5. Контур ВЦ с растянутой настройкой

Определяем максимальную емкость схемы контура ВЦ (2.9):

$$C_{\text{кmax}} = 1,12^2 \cdot 40 = 50 \text{ пФ} .$$

Составляем систему уравнений (2.11, 2.12)

$$\begin{cases} 40 = 5 + 7 + 4 + 6 + C'_1 + \frac{C_2 \cdot 10}{C_2 + 10} \\ 50 = 5 + 7 + 4 + 6 + C'_1 + \frac{C_2 \cdot 430}{C_2 + 430} \end{cases}$$

и определяем  $C'_1 = 11,714 \text{ пФ}$ ,  $C_2 = 16,927 \text{ пФ}$ .

Для контура ВЦ  $C_1 = 11,714 + 4 = 15,714 \text{ пФ}$ .

Округляем полученные значения емкостей до ближайшего номинального значения:  $C_1 = 16 \text{ пФ}$ ,  $C_2 = 17 \text{ пФ}$ .

## 2.2. Расчет резонансного усилителя радиочастоты

Резонансный УРЧ на дискретных транзисторах рекомендуется вводить в схему приемника в том случае, если входная цепь не обеспечивает требуемой избирательности по зеркальному каналу, а интегральный УРЧ не позволяет подключения второго контура преселектора. Одно-

временно резонансный УРЧ позволяет уменьшить коэффициент шума приемника и обеспечить требуемый уровень сигнала на входе ИМС.

Требуемый коэффициент усиления УРЧ определяется по следующей формуле:

$$K_{0\text{тр}} \geq \frac{5 - 2U_{\text{вхИМС}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (2.15)$$

где  $U_{\text{вхИМС}}$  – справочное значение минимального сигнала на входе ИМС;  
 $U_{\text{вх}}$  – напряжение на входе УРЧ, определенное по формуле 1.108, для выбранного дискретного транзистора.

Далее проверяется выполнение условия

$$K_{0\text{тр}} \leq K_{0\text{уст}}, \quad (2.16)$$

где  $K_{0\text{уст}}$  – устойчивый коэффициент усиления.

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1 - K_y)|Y_{21}|}{2\pi f_{0\text{max}} C_{12}}}, \quad (2.17)$$

где  $K_y = (0,8 \div 0,9)$  – коэффициент устойчивости;  
 $|Y_{21}|$  – модуль полной проводимости прямой передачи;  
 $C_{12}$  – емкость обратной передачи.

Значения модуля полной проводимости прямой передачи и емкости обратной передачи ряда транзисторов приведены в таблице 1.9 или могут быть рассчитаны по методикам, приведенным в [8, 9, 10].

Если условие (2.16) не выполняется, то выбирается другой транзистор с большим отношением  $|Y_{21}|/C_{12}$ .

В качестве УРЧ наибольшее распространение получила схема с двойной автотрансформаторной связью (рис. 2.6). Используя результаты расчета этой схемы, можно легко перейти к другим видам связи резонансного контура с транзистором и входом следующего каскада.

Если для расчета УРЧ используются данные табл. 1.9, то  $I_{к0} = 1 \text{ mA}$ ,  $U_{кз} = 5 \text{ V}$ . Напряжение питания  $E_{п}$  для схемы на рис. 2.6 рекомендуется выбрать по формуле

$$E_{п} = 2U_{кз}. \quad (2.18)$$

Сопротивление  $R_3$  определяется из соотношения

$$R_3 = U_{R3}/I_{к0}, \quad (2.19)$$

где  $U_{R3} = (0,1 \div 0,2)E_{п}$ .

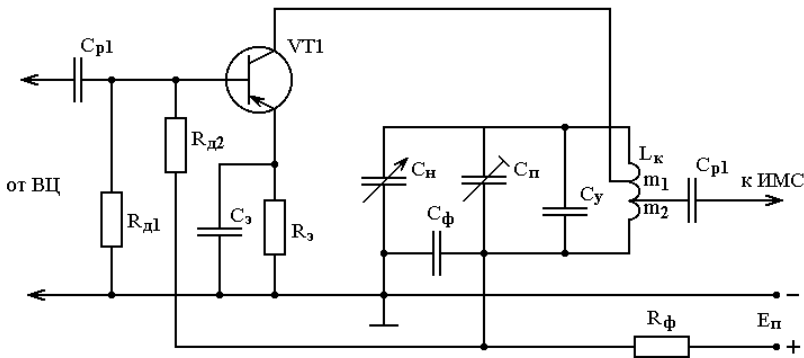


Рис. 2.6. УРЧ с двойной автотрансформаторной связью

Величина  $R_3$  округляется до ближайшего номинального сопротивления выпускаемых промышленностью резисторов.

Величина сопротивлений резисторов базового делителя:

$$R_{д2} = \frac{S(I_{к0}) \cdot I_{к0} \cdot R_3}{U_{R3}}, \quad (2.20)$$

где  $S(I_{к0}) = 2,5 \div 5$  – коэффициент температурной нестабильности рабочего режима транзистора.

$$R_{д1} = \frac{R_{д2}}{S_{кз} + U_{R3} / U_{R3} - 1}. \quad (2.21)$$

Величины  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$  округляются до ближайших номинальных значений.

Сопротивление резистора фильтра развязки по переменной составляющей тока определяется по формуле (2.22):

$$R_{\phi} = \frac{E_{п} - U_{кз} - U_{R3}}{I_{общ}}, \quad (2.22)$$

где  $I_{общ} = I_{к0} + I_{б0} + I_{дел}$ ;

$I_{дел} = (U_{кз} + U_{R3}) / (R_{д1} + R_{д2})$ ;

$I_{б0} = I_{к0} / h_{21э}$ .

Величина  $R_{\phi}$  округляется до ближайшего номинального значения.

Емкость конденсатора развязывающего фильтра:

$$C_{\phi} \geq 100 / \omega_{мин} R_{\phi}. \quad (2.23)$$

Номинальное значение емкости конденсатора  $C_{\phi}$  должно удовлетворять условию (2.23).

Емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера транзистора:

$$C_3 \geq 100 / \omega_{\min} R_3 \quad (2.24)$$

Емкость разделительного конденсатора в цепи базы (если он требуется):

$$C_{p1} \geq 100 / \omega_{\min} R_3 \quad (2.25)$$

$$C_{p2} = C_{p1} \quad (2.26)$$

Как правило, в УРЧ применяется контур, идентичный рассчитанному для входной цепи. Для этого емкость уравнивающего конденсатора контура УРЧ:

$$C_y = C_{yВЦ} - C_{\text{доп1}} \quad (2.27)$$

где  $C_{yВЦ}$  – емкость уравнивающего конденсатора входной цепи;

$C_{\text{доп1}}$  – емкость, вносимая в контур транзистором УРЧ, определенная по формуле (2.2).

Если  $C_y \leq C_{\text{пер}}/2$ , то уравнивающий конденсатор не ставится

Коэффициент включения контура УРЧ ко входу ИМС в ДВ и СВ диапазонах определяется на минимальной частоте диапазона:

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}} (\omega_{\text{ЭН}} - d_k)}{2\pi f_{\min} L_k}} \quad (2.28)$$

где  $R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление интегрального УРЧ;

$d_{\text{ЭН}}, d_k, L_k$  – параметры контура УРЧ, идентичные параметрам контура входной цепи.

В ДВ диапазонах коэффициент включения определяется на максимальной частоте диапазона:

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}} (\omega_{\text{ЭВ}} - d_k)}{2\pi f_{\max} L_k}} \quad (2.29)$$

Коэффициент включения выхода транзистора в контур:

$$m_1 = \frac{K_{0\text{тр}}}{m_2 R_{\text{вх}} |Y_{21}|} \quad (2.30)$$

Очевидно, что  $m_1$  не может быть больше единицы. Если  $m_1 > 1$ , то следует использовать другой транзистор с большим модулем проводимости прямой передачи или выбрать другую ИМС.

#### Пример 2.4

Рассчитать резонансный УРЧ приемника КВ диапазона по данным примеров 1.12, 1.14 и 2.3.



Выбираем схему резонансного УРЧ с двойной автотрансформаторной связью (рис. 2.6) на транзисторе ГТ308В (пример 1.14) с  $I_{к0} = 1 \text{ мА}$ ,  $U_{кз} = 5 \text{ В}$ .

Требуемый коэффициент усиления УРЧ (2.15):

$$K_{0\text{тр}} = \frac{2 \cdot 50}{36} = 3.$$

Устойчивый коэффициент усиления (2.17):

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{\frac{2 \cdot (-0,9) \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 12,7 \cdot 10^6 \cdot 10^{-12}}} = 9,4.$$

Условие (2.16) выполняется:  $K_{0\text{тр}} \leq K_{0\text{уст}}$  ( $3 < 9,4$ ).

Выбираем  $E_{п} \approx 2 \cdot 5 \approx 9 \text{ В}$  (2.18) и определяем падение напряжения на резисторе  $U_{з} \approx 1,5 \text{ В}$  (2.19).

Величина сопротивления  $R_{з} = 1,5/10^{-3} = 1,5 \text{ кОм}$  (2.19).

Задаемся коэффициентом температурной нестабильности рабочего режима транзистора  $S(I_{к0}) = 4$  и определяем величину резистора  $R_{д2}$  базового делителя (2.20):

$$R_{д2} = \frac{4 \cdot 9 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{1,5} = 36 \text{ кОм}.$$

Величина сопротивления резистора  $R_{д1}$  (2.21):

$$R_{д1} = \frac{36 \cdot 10^3}{1 + 1,5} = 10,8 \text{ кОм}.$$

Округляем величину  $R_{д1}$  до ближайшего номинального значения:  $R_{д1} = 11 \text{ кОм}$ .

Ток делителя (2.22):

$$I_{\text{дел}} = 1 + 1,5 \cdot 1 = 1 \cdot 10^3 + 36 \cdot 10^3 = 0,138 \text{ мА}.$$

Базовый ток покоя (2.22):

$$I_{б0} = 1/80 = 0,0125 \text{ мА}.$$

Общий ток покоя:

$$I_{\text{общ}} = 1 + 0,138 + 0,0125 = 1,1505 \text{ мА}.$$

Сопротивление резистора фильтра развязки по переменной составляющей тока (2.22):

$$R_{\phi} = 1 - 5 - 1,5 \cdot 1,1505 \cdot 10^{-3} = 2,17 \text{ кОм}.$$

Округляем  $R_{\phi}$  до ближайшего номинального значения:  
 $R_{\phi} = 2,2 \text{ кОм}$ .

Емкость конденсатора развязывающего фильтра (2.23):

$$C_{\phi} \geq 100 / 11,35 \cdot 10^6 \cdot 2,2 \cdot 10^3 = 4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} .$$

Округляем  $C_{\phi}$  до ближайшего большего номинального значения:  
 $C_{\phi} = 4,3 \text{ нФ}$ .

Емкость блокировочных и разделительных конденсаторов (2.24):

$$C_3 \geq 100 / 11,35 \cdot 10^6 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 5,87 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} .$$

Округляем  $C_3$  до ближайшего большего номинального значения из соображений технологичности:  $C_3 = C_{p1} = C_{p2} = 6,2 \text{ нФ}$ .

Включаем в УРЧ контур, идентичный контуру ВЦ, рассчитанному в примере 2.3 (рис. 2.5).

Коэффициент включения контура ко входу ИМС К174ХА10 (2.29):

$$m_2 = \sqrt{0,6 \cdot 10^3 \left[ 0,0135 - 0,00667 \right] 2\pi \cdot 12,7 \cdot 10^6 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6}} = 0,114 .$$

Коэффициент включения выхода транзистора в контур (2.30):

$$m_1 = 3 / 0,114 \cdot 10^3 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 0,75 .$$

Емкость, вносимая в контур УРЧ транзистором (2.2):

$$C_{1\text{доп}} = 4 \cdot 0,75^2 = 2,25 \text{ пФ} .$$

Емкость конденсатора  $C_1$  в контуре УРЧ (рис.2.5):

$$C_{1\text{УРЧ}} = C_{1\text{ВЦ}} - C_{1\text{доп}} = 15,714 - 2,25 = 13,46 \text{ пФ} .$$

Округляем полученное значение емкости до ближайшего номинального значения:  $C_1 = 13 \text{ пФ}$ .

### 2.3. Расчет контура гетеродина

Для расчета контура гетеродина определяется число частот точного сопряжения.

Допустимая относительная неточность сопряжения

$$\delta_{f_{\text{сдв}}} = 0,25 \Pi_{\text{пр}} / f_{0\text{min}} , \quad (2.31)$$

где  $\Pi_{\text{пр}}$  – полоса пропускания преселектора на минимальной частоте диапазона  $f_{\text{min}}$ .

$$\Pi_{\text{пр}} = d_{\text{эн}} \sqrt{\sqrt[n]{\sigma_{\text{н пр}}^2} - 1} \cdot f_{0\text{min}} , \quad (2.32)$$

где параметры  $d_{\text{эн}}$ ,  $n$ ,  $\delta_{\text{н пр}}$  определены в разделе 1.5.

Необходимое число частот точного сопряжения определяется из условия

$$\delta_{f_{\text{с,дон}}} \geq \delta_{f_{\text{с,макс}}} . \quad (2.33)$$

Максимальная погрешность сопряжения при одной частоте точного сопряжения:

$$\delta_{f_{\text{с,макс}}} = \frac{f_{\text{пр0}} \left( K_{\text{д}} - 1 \right)}{2K_{\text{д}} f_{0\text{min}}} . \quad (2.34)$$

При двух частотах точного сопряжения

$$\delta_{f_{\text{с,макс}}} = \frac{f_{\text{пр0}}}{f_{\text{min}}} \left[ \frac{0,385(K_{\text{д}}^{1,414} + K_{\text{д}}^{0,707} + 1)^{1,5}}{K_{\text{д}}^{1,414} (K_{\text{д}}^{0,707} + 1)} - \frac{1}{K_{\text{д}}^{0,5}} \right] . \quad (2.35)$$

Если условие (2.33) не выполняется ни при одной, ни при двух частотах точного сопряжения, то точное сопряжение осуществляется на трех частотах.

Если необходимо точное сопряжение на одной частоте, то она определяется выражением:

$$f_{\text{с}} = f_{0\text{min}} \frac{2K_{\text{д}}}{1 + K_{\text{д}}} . \quad (2.36)$$

Если необходимо обеспечить точное сопряжение на двух частотах диапазона, то они определяются выражениями:

$$f_{1\text{с}} = f_{0\text{min}} K_{\text{д}}^{0,147} , \quad (2.37)$$

$$f_{2\text{с}} = f_{0\text{min}} K_{\text{д}}^{0,852} . \quad (2.38)$$

При необходимости точного сопряжения на трех частотах диапазона они определяются выражениями:

$$f_{1\text{с}} = f_{0\text{min}} K_{\text{д}}^{0,067} , \quad (2.39)$$

$$f_{2\text{с}} = f_{0\text{min}} K_{\text{д}}^{0,500} , \quad (2.40)$$

$$f_{3\text{с}} = f_{0\text{min}} K_{\text{д}}^{0,933} . \quad (2.41)$$

Если результаты расчетов показали возможность точного сопряжения на одной частоте, то схемы и все элементы контуров гетеродина и преселектора совпадают, кроме индуктивностей. Поэтому расчет сводится к определению индуктивности контура гетеродина.

Для этого определяется полная эквивалентная емкость контура гетеродина на частоте точного сопряжения

$$C_{гс} = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L_{кпр}}, \quad (2.42)$$

где  $L_{кпр}$  – индуктивность контура преселектора.

Определяем частоту гетеродина, соответствующую частоте точного сопряжения

$$f_{гс} = f_c + f_{пр0}. \quad (2.43)$$

Индуктивность контура гетеродина:

$$L_{кг} = \frac{1}{4\pi^2 f_{гс}^2 C_{гс}}. \quad (2.44)$$

Определяем погрешности сопряжения на нижней и верхней границах диапазона:

$$\Delta f_{сн} = f_{пр0} - f_{прн}, \quad (2.45)$$

$$\Delta f_{св} = f_{пр0} - f_{прв}, \quad (2.46)$$

где  $f_{прн}$  и  $f_{прв}$  – значения промежуточной частоты на нижней и верхней границах диапазона:

$$f_{прн} = f_{г\min} - f_{0\min}, \quad (2.47)$$

$$f_{прв} = f_{г\max} - f_{0\max}, \quad (2.48)$$

$$f_{г\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кг} C_{кг\max}}}, \quad (2.49)$$

$$f_{г\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кг} C_{кг\min}}}. \quad (2.50)$$

Очевидно, что для сопряжения на одной частоте максимальная и минимальная емкости контура гетеродина равны максимальной и минимальной емкости контура преселектора.

Если требуется точное сопряжение контуров гетеродина и преселектора на двух частотах  $f_{1с}$  и  $f_{2с}$ , то на частоте  $f_{1с}$  точное сопряжение обеспечивается расчетом емкости конденсатора сопряжения, включенного параллельно конденсатору настройки, а на частоте  $f_{2с}$  – расчетом индуктивности контура гетеродина.

Для этого по формуле (2.42) определяются эквивалентные емкости контура преселектора  $C_{пр1с}$  и  $C_{пр2с}$  на частотах точного сопряжения  $f_{1с}$  и

$f_{2c}$ . Затем определяется емкость конденсатора настройки  $C_{н1}$  и  $C_{н2}$  на частотах  $f_{1c}$  и  $f_{2c}$ . Для контура преселектора без растянутой настройки:

$$C_n = C_{пр} - C_э. \quad (2.51)$$

Для контура ВЦ с растянутой настройкой:

$$C_n = \frac{C_2 C_{пр} - C_2 C_{пар}}{C_2 + C_{пар} - C_{пр}}, \quad (2.52)$$

где  $C_{пар} = C_L + C_M + C_{вн} + C_{пер} + C_1$ .

Схемы контуров гетеродина для точного сопряжения на двух частотах приведены на рис. 2.7.

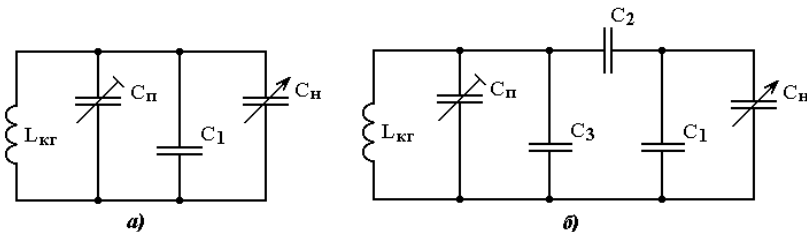


Рис. 2.7. Схемы контуров гетеродина

Составляем систему двух уравнений:

$$\begin{cases} f_{1c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{r1c}}} - f_{пр0} \\ f_{2c} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_{r2c}}} - f_{пр0} \end{cases}, \quad (2.53)$$

$$\quad (2.54)$$

где  $C_{r1c}$  и  $C_{r2c}$  – эквивалентные емкости контура гетеродина на частотах точного сопряжения  $f_{1c}$  и  $f_{2c}$ .

Для контура без растянутой настройки (рис. 2.7, а):

$$C_r = C_n + C_э + C'_1, \quad (2.55)$$

где  $C_э$  – эквивалентная емкость контура ВЦ.

Для контура с растянутой настройкой (рис. 2.7, б):

$$C_r = C_n + C'_1 + \frac{C_2 C_{пар}}{C_2 + C_{пар}}, \quad (2.56)$$

где  $C_{пар}$  определена в комментариях к формуле (2.52).

Подставляя в формулу (2.55) или (2.56) значения емкости конденсатора настройки для двух частот точного сопряжения, решаем систему уравнений (2.53, 2.54) относительно  $C'_1$  и  $L_{кг}$ .

Для схемы на рис. 2.7, а емкость конденсатора контура гетеродина:

$$C_1 = C'_1 + C_{\text{доп1}} + C_{\text{доп2}}, \quad (2.57)$$

где  $C_{\text{доп1}}$  и  $C_{\text{доп2}}$  – дополнительные емкости контура преселектора.

Для схемы на рис. 2.7, б емкость конденсатора контура гетеродина  $C_1 = C'_1$ , емкость конденсатора контура гетеродина  $C_2$  равна емкости конденсатора  $C_2$  контура преселектора, а емкость конденсатора  $C_3$  контура гетеродина равна емкости конденсатора  $C_1$  контура преселектора.

По формулам (2.45, 2.46) определяется погрешность сопряжения на границах диапазона.

Максимальная и минимальная емкости контура гетеродина определяются по формулам (2.55) или (2.56) подстановкой  $C_{н \max}$  и  $C_{н \min}$ .

Для точного сопряжения контуров гетеродина и преселектора на трех частотах схема контура гетеродина должна иметь вид, приведенный на рис. 2.7, б. На частоте  $f_{1с}$  сопряжение обеспечивается индуктивностью  $L_{кг}$ , на частоте  $f_{2с}$  – емкостью последовательного растягивающего конденсатора  $C_2$ , на частоте  $f_{3с}$  – емкостью параллельного растягивающего конденсатора  $C_1$ .

Для определения значений  $L_{кг}$ ,  $C_2$  и  $C_1$  по формуле (2.42) определяется полная эквивалентная емкость контура преселектора  $C_{пр1с}$ ,  $C_{пр2с}$ ,  $C_{пр3с}$  на трех частотах точного сопряжения  $f_{1с}$ ,  $f_{2с}$ ,  $f_{3с}$ . Затем определяется емкость конденсатора настройки  $C_{н1}$ ,  $C_{н2}$ ,  $C_{н3}$  на частотах точного сопряжения  $f_{1с}$ ,  $f_{2с}$ ,  $f_{3с}$ . Для контура преселектора без растянутой настройки емкость конденсатора настройки определяется по формуле (2.51), для контура преселектора с растянутой настройкой – по формуле (2.52).

После этого составляется система трех уравнений относительно  $L_{кг}$ ,  $C_1$  и  $C_2$ :

$$\left\{ \begin{aligned} f_{1с} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кг}C_{г1с}}} - f_{пр0} \end{aligned} \right. \quad (2.58)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_{2с} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кг}C_{г2с}}} - f_{пр0}, \end{aligned} \right. \quad (2.59)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_{3с} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кг}C_{г3с}}} - f_{пр0} \end{aligned} \right. \quad (2.60)$$

где  $C_{г1с}$ ,  $C_{г2с}$  и  $C_{г3с}$  – эквивалентные емкости контура гетеродина на частотах точного сопряжения  $f_{1с}$ ,  $f_{2с}$ ,  $f_{3с}$ .

Эквивалентная емкость контура гетеродина определяется по следующей формуле (2.61):

$$C_{\Gamma} = C_{\text{н}} + C_1 + \frac{C_2 C_{\text{пар}}}{C_2 + C_{\text{пар}}}, \quad (2.61)$$

где  $C_{\text{пар}}$  определена в комментариях к формуле (2.52).

Подставляя в формулу (2.61) значения емкости конденсатора настройки для трех частот точного сопряжения, решаем систему уравнений (2.58)-(2.60) относительно  $L_{\text{кг}}$ ,  $C_1$  и  $C_2$ .

По формулам (2.45), (2.46) определяется погрешность сопряжения на границах диапазона.

Максимальная и минимальная емкости контура гетеродина определяются по формуле (2.61) подстановкой  $C_{\text{н max}}$  и  $C_{\text{н min}}$ .

После окончания расчетов емкости конденсаторов округляются до ближайшего номинального значения выпускаемых промышленностью конденсаторов.

### Пример 2.5

Рассчитать контур гетеродина приемника КВ диапазона по данным примеров 1.9, 1.12, 1.14 и 2.3.

Допустимая относительная неточность сопряжения (2.31):

$$\delta_{f_{\text{доп}}} = 0,25 \cdot 0,156 / 11,7 = 0,0033.$$

Коэффициент перекрытия диапазона без запаса (1.66):

$$K_{\text{д}} = 12,1 / 11,7 = 1,034.$$

Максимальная относительная погрешность сопряжения при одной частоте точного сопряжения (2.34):

$$\delta_{f_{\text{с max}}} = 0,465 \cdot (1,034 - 1) \cdot 1,034 \cdot 11,7 \approx 0,00065.$$

Условие (2.33) при одной частоте точного сопряжения выполняется ( $0,0033 > 0,00065$ ).

Частота точного сопряжения (2.36):

$$f_{\text{с}} = 11,7 \cdot 2 \cdot 1,034 / (1 + 1,034) \approx 11,9 \text{ МГц}.$$

При точном сопряжении на одной частоте схемы и все элементы контуров гетеродина и преселектора совпадают, кроме величины индуктивности. Для определения индуктивности контура гетеродина определяем эквивалентную емкость контура гетеродина на частоте точного сопряжения (2.42):

$$C_{\text{сг}} = 1 / 4\pi^2 (1,9 \cdot 10^6)^2 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6} = 45,56 \text{ пФ}.$$

Частота гетеродина, соответствующая частоте точного сопряжения (2.43):

$$f_{\text{ср}} = 11,9 + 0,465 = 12,365 \text{ МГц.}$$

Индуктивность контура гетеродина (2.44):

$$L_{\text{кг}} = 1 / \left( \pi^2 (2,365 \cdot 10^6)^2 \cdot 45,56 \cdot 10^{-12} \right) \approx 3,64 \text{ мкГн.}$$

Емкость контура гетеродина на нижней и верхней границах диапазона:

$$C_{\text{кг max}} = 1 / \left( \pi^2 f_{0\text{min}}^2 L_{\text{кпр}} \right) \approx 1 / \left( \pi^2 (1,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6} \right) \approx 47,1 \text{ пФ};$$

$$C_{\text{кг min}} = 1 / \left( \pi^2 f_{0\text{max}}^2 L_{\text{кпр}} \right) \approx 1 / \left( \pi^2 (2,1 \cdot 10^6)^2 \cdot 3,93 \cdot 10^{-6} \right) \approx 44 \text{ пФ.}$$

Частоты гетеродина на нижней и верхней границах диапазона (2.49, 2.50):

$$f_{\text{г min}} = 1 / \left( 2\pi \sqrt{3,64 \cdot 10^{-6} \cdot 47,1 \cdot 10^{-12}} \right) = 12,161 \text{ МГц};$$

$$f_{\text{г max}} = 1 / \left( 2\pi \sqrt{3,64 \cdot 10^{-6} \cdot 44 \cdot 10^{-12}} \right) = 12,583 \text{ МГц.}$$

Значения промежуточной частоты на нижней и верхней границах диапазона (2.47, 2.48):

$$f_{\text{прн}} = 12,161 - 11,7 = 0,461 \text{ МГц};$$

$$f_{\text{прв}} = 12,583 - 12,1 = 0,483 \text{ МГц.}$$

Погрешности сопряжения на нижней и верхней границах диапазона (2.45, 2.46):

$$\Delta f_{\text{сн}} = 465 - 461 = 4 \text{ кГц};$$

$$\Delta f_{\text{св}} = 465 - 483 = -18 \text{ кГц.}$$

Погрешности сопряжения на нижней и верхней границах диапазона не превышают допустимую:

$$|\Delta f_{\text{с}}| \leq 0,25 \Pi_{\text{пр}} = 0,25 \cdot 156 = 39 \text{ кГц.}$$

## 2.4. Расчет входной цепи и контура гетеродина с блоком переменных индуктивностей

Использование блоков КПЕ в автомобильных приемниках ввиду особенностей антенной системы автомобиля приводит к существенным



трудностям, связанным в первую очередь с реализацией требуемых параметров входной цепи.

В отличие от радиовещательных приемников другого назначения автомобильный приемник работает от вполне определенной антенной системы. Вследствие этого в автомобильных приемниках может применяться непосредственное включение антенной системы во входной контур. При этом удастся избежать потерь сигнала в элементах связи контура с антенной системой, однако суммарная емкость антенной системы, составляющая  $60 \div 100$  пФ, полностью входит в резонансную емкость контура входной цепи. В результате минимальная емкость контура  $C_{к \text{ min}}$  достигает значений  $80 \div 120$  пФ (с учетом емкостей схемы и подстроечного конденсатора), и поэтому в автомобильных приемниках с непосредственной связью входного контура с антенной системой исключается возможность использования серийных блоков КПЕ.

Вместо блоков КПЕ в качестве органов настройки тракта АМ используются блоки переменной индуктивности (ферровариометры). Контур в этом случае перестраивается плавным изменением индуктивности цилиндрической катушки при поступательном перемещении внутри нее ферритового сердечника (обычно из феррита марки 600НН).

В автомобильных приемниках в тракте АМ в ДВ и СВ диапазонах наибольшее распространение получила схема с внутриемкостной связью с антенной (рис. 2.8).

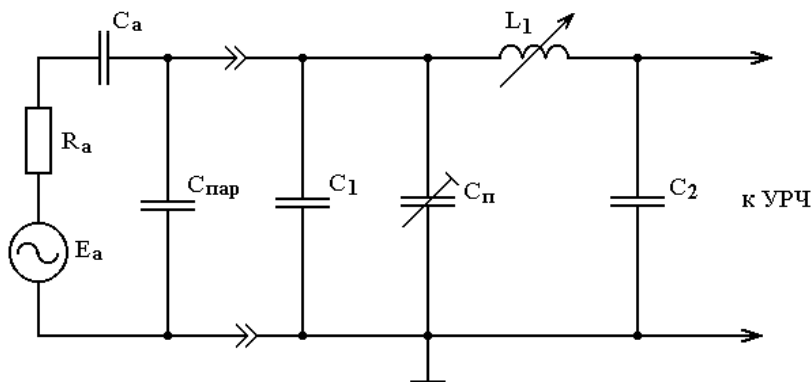


Рис. 2.8. Схема входной цепи с внутриемкостной связью с антенной

Если  $C_a$  и  $C_{\text{пар}}$  не заданы, то в соответствии с [12]  $C_a = 15$  пФ,  $C_{\text{пар}} = 60$  пФ.

Конденсатор  $C_1$  обеспечивает требуемый коэффициент перекрытия при использовании блока переменных индуктивностей с заданным

(обычно с запасом) диапазоном изменения индуктивности. В диапазоне с максимальным коэффициентом перекрытия или в однодиапазонном приемнике  $C_1$  можно не ставить.

Подстроечный конденсатор  $C_{п}$  должен компенсировать погрешности емкостей антенной системы и схемы контура входной цепи и обеспечивать работу приемника от разных типов антенных систем. Для антенных систем тракта АМ современных моделей автомобильных приемников суммарная погрешность антенной системы и емкости схемы  $\Delta C_{а-сх}$  составляет  $8 \div 20$  пФ (в зависимости от диапазона в соответствии с табл. 2.1).

Расчет входной цепи начинается с определения по формулам (1.64 и 1.65)  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$ . Далее по формуле (1.66) определяется коэффициент перекрытия диапазона.

Эквивалентная емкость контура входной цепи:

$$C_k = C_a + C_{\text{пар}} + C_{\text{нпр}} + C'_{\text{сх}}, \quad (2.62)$$

где  $C_{\text{нпр}}$  – средняя емкость подстроечного конденсатора. Выбор подстроечного конденсатора приведен в разделе 2.1.

$$C'_{\text{сх}} = C_{\text{сх}} - C_{\text{нпр}}, \quad (2.63)$$

где  $C_{\text{сх}}$  – емкость схемы (выбирается из табл. 1.6).

Минимальное значение индуктивности контура входной цепи:

$$L_{k\min} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\max}^2 C_k}. \quad (2.64)$$

Максимальная индуктивность контура:

$$L_{k\max} = K_d^2 L_{k\min}. \quad (2.65)$$

Коэффициент включения контура ко входу УРЧ определяется на максимальной частоте диапазона:

$$m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}} \cdot \epsilon_{\text{эв}} - d_k}{2\pi f_{\max} L_{k\min}}}. \quad (2.66)$$

Емкость конденсатора связи с УРЧ:

$$C_2 = \frac{C_k - m_2 C_k}{m_2}. \quad (2.67)$$

Схема гетеродинного контура, используемая для диапазонов ДВ и СВ, приведена на рис. 2.9.

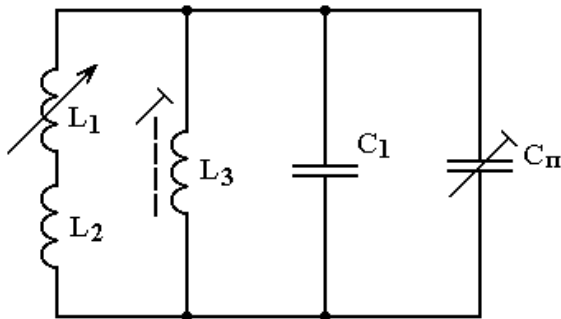


Рис. 2.9. Схема гетеродинного контура

В этих диапазонах используется точное сопряжение на трех частотах:

$$f_{1c} = \frac{f_{\min} + f_{\max}}{2}; \quad (2.68)$$

$$f_{2c} = f_{1c} - 0,433 \cdot \sqrt{f_{\max} - f_{\min}}; \quad (2.69)$$

$$f_{3c} = f_{1c} + 0,433 \cdot \sqrt{f_{\max} - f_{\min}}; \quad (2.70)$$

Определяем соответствующие им значения индуктивности настроенной катушки  $L_1$  и частоты точного сопряжения контура гетеродина:

$$L_1 = 1 / (\pi^2 f_c^2 C_k); \quad (2.71)$$

$$f_{cr} = f_c + f_{np0}. \quad (2.72)$$

Эквивалентные индуктивности контура гетеродина на частотах точного сопряжения:

$$L_{rc1} = \sqrt{(C_{1c1} + L_2) L_3 / (C_{1c1} + L_2 + L_3)}; \quad (2.73)$$

$$L_{rc2} = \sqrt{(C_{1c2} + L_2) L_3 / (C_{1c2} + L_2 + L_3)}; \quad (2.74)$$

$$L_{rc3} = \sqrt{(C_{1c3} + L_2) L_3 / (C_{1c3} + L_2 + L_3)}. \quad (2.75)$$

Для определения индуктивностей малой,  $L_2$ , и большой,  $L_3$ , сопрягающих катушек и эквивалентной емкости контура гетеродина  $C_{кр}$  составляем и решаем систему трех уравнений:

$$f_{c1r} = 1 / 2\pi \sqrt{(C_{1c1} + L_2) L_3 C / (C_{1c1} + L_2 + L_3)}; \quad (2.76)$$

$$f_{c2r} = 1 / 2\pi \sqrt{(C_{1c2} + L_2) L_3 C / (C_{1c2} + L_2 + L_3)}; \quad (2.77)$$

$$f_{c3r} = 1 / 2\pi \sqrt{(C_{1c3} + L_2) L_3 C / (C_{1c3} + L_2 + L_3)}. \quad (2.78)$$

Емкость конденсатора  $C_1$  контура гетеродина:

$$C_1 = C_{кр} - C_{пср} - C_{сх}, \quad (2.79)$$

где  $C_{пср}$  и  $C_{сх}$  берутся такими же, как в контуре

Погрешности сопряжения на минимальной и максимальной частотах диапазона определяется по следующим формулам:

$$\Delta f_{пр\min} = f_{пр\min} - f_{пр0}; \quad (2.80)$$

$$\Delta f_{пр\max} = f_{пр\max} - f_{пр0}; \quad (2.81)$$

$$f_{пр\min} = f_{г\min} - f_{\min}; \quad (2.82)$$

$$f_{пр\max} = f_{г\max} - f_{\max}; \quad (2.83)$$

$$f_{г\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{г\max} C_{кр}}}; \quad (2.84)$$

$$f_{г\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{г\min} C_{кр}}}; \quad (2.85)$$

$$L_{г\max} = \frac{C_{1\max} + L_2 \overline{L}_3}{L_{1\max} + L_2 + L_3}; \quad (2.86)$$

$$L_{г\min} = \frac{C_{1\min} + L_2 \overline{L}_3}{L_{1\min} + L_2 + L_3}. \quad (2.87)$$

После окончания расчетов значения емкостей конденсаторов схем контуров входной цепи и гетеродина округляются до ближайших номинальных значений, выпускаемых промышленностью конденсаторов.

### Пример 2.6

Рассчитать входную цепь и контур гетеродина автомобильного приемника СВ диапазона:

антенна – штыревая, геометрическая длина  $l_a = 1$  м;

диапазон принимаемых частот от  $f_{0\min} = 525$  кГц до  $f_{0\max} = 1607$  кГц;

промежуточная частота  $f_{пр0} = 465$  кГц;

чувствительность  $E \leq 0,2$  мВ/м;

ширина полосы пропускания преселектора  $\Pi = 7,8$  кГц с допустимым ослаблением на краях полосы пропускания  $\sigma_{\Pi\text{пр}} \leq 5$  дБ;

избирательность по зеркальному каналу  $\sigma'_{зк} \leq 36$  дБ.

Задаемся относительными коэффициентами запаса на нижней ( $\alpha = 0,025$ ) и верхней ( $\beta = 0,04$ ) границах диапазона и определяем ми-

нимальную и максимальную частоту диапазона с учетом запаса на действие дестабилизирующих факторов (1.64, 1.65):

$$f_{\min} = (-0,025) \cdot 525 = 510 \text{ кГц};$$

$$f_{\max} = (+0,04) \cdot 1607 = 1670 \text{ кГц}.$$

Определяем требуемый коэффициент перекрытия диапазона с учетом запаса (1.66):

$$K_d = 1670/510 = 3,28.$$

Для реализации ВЦ выбираем схему, приведенную на рис. 2.8.

Поскольку емкость антенны и параллельная емкость антенной системы не заданы, выбираем  $C_a = 15 \text{ пФ}$ ,  $C_{\text{пар}} = 60 \text{ пФ}$ .

Из табл. 2.2 выбираем подстроечный конденсатор КТ4-25-6/30 с  $C_{\text{пmax}} = 30 \text{ пФ}$ ,  $C_{\text{пmin}} = 6 \text{ пФ}$ .

Половина поля компенсации (2.3):

$$C_{\text{пк}} = (30 - 6) / 2 = 12 \text{ пФ},$$

что удовлетворяет условию (2.4).

Средняя емкость подстроечного конденсатора (2.6):

$$C_{\text{ср}} = (30 + 6) / 2 = 18 \text{ пФ}.$$

Емкость схемы (2.63):

$$C'_{\text{сх}} = 35 - 18 = 17 \text{ пФ}.$$

В диапазоне с максимальным коэффициентом перекрытия или в однодиапазонном приемнике конденсатор  $C_1$  можно не ставить.

Эквивалентная емкость контура ВЦ (2.62):

$$C_K = 15 + 60 + 18 + 17 = 110 \text{ пФ}.$$

Минимальное значение индуктивности контура ВЦ (2.64):

$$L_{1\min} = 1 / (\pi^2 (-0,025)^2 \cdot 110 \cdot 10^{-12}) = 82,6 \text{ мкГн}.$$

Максимальная индуктивность контура (2.65):

$$L_{1\max} = 3,27^2 \cdot 82,6 = 883 \text{ мкГн}.$$

Для реализации усилительного тракта выбираем многофункциональную ИМС К174ХА10 с входным сопротивлением  $2 \text{ МГц}$   $R_{\text{вх}} \geq 1 \text{ кОм}$  и минимальным напряжением на входе УРЧ  $U_{\text{вхУРЧ}} \geq 50 \text{ мкВ}$ .

Выбираем конструктивную добротность контура  $Q_k = 75$  (табл. 1.2), конструктивное затухание контура  $d_k = 1/75 = 0,0133$ .

Для контура с внутриемкостной связью с УРЧ минимальное допустимое затухание определяется на максимальной частоте диапазона (1.37):

$$d_{\text{эл}} = 7,8 / \left( 1607 \cdot \sqrt{1,78^2 - 1} \right) = 0,0033 ,$$

где допустимое ослабление на краях полосы пропускания ( $\sigma_{\text{Ппр}} = 1,78$ ) определено в примере 1.8.

Эквивалентная конструктивная добротность контура  $Q_{\text{эк}} = 75/1,5 = 50$ ; эквивалентное конструктивное затухание  $d_{\text{эк}} = 1/50 = 0,02$ .

В соответствии с условием (1.27) выбираем эквивалентное затухание на верхней частоте диапазона:  $d_{\text{эв}} = d_{\text{эк}} = 0,02$ .

Коэффициент включения контура ВЦ ко входу УРЧ на максимальной частоте диапазона (2.66):

$$m_2 = \sqrt{1 \cdot 10^3 \left( 0,02 - 0,0133 \right) \left( \pi \cdot 1,67 \cdot 10^6 \cdot 82,6 \cdot 10^{-6} \right)} = 0,088 .$$

Емкость конденсатора связи с УРЧ (2.67):

$$C_2 = \left( 10 - 0,088 \cdot 110 \right) / 0,088 = 1140 \text{ пФ} .$$

Округляем емкость конденсатора  $C_2$  до ближайшего номинального значения:  $C_2 = 1100 \text{ пФ}$ .

Напряжение сигнала на входе УРЧ выбранной ИМС:

$$U_{\text{вхУРЧ}} = E \cdot I_a \cdot 0,5 \cdot m_2 \quad (2.88)$$

$$U_{\text{вхУРЧ}} = 200 \cdot 1 \cdot 0,5 \cdot 0,088 = 8,8 \text{ мкВ} .$$

Таким образом, прямое включение ИМС К174ХА10 к контуру ВЦ не обеспечивает требуемой чувствительности приемника.

Проверяем возможность использования ИМС К174ХА2 с входным сопротивлением на частоте 2 МГц  $R_{\text{вх}} \geq 2,5 \text{ кОм}$  и минимальным напряжением на входе УРЧ  $U_{\text{вхУРЧ}} \geq 11 \text{ мкВ}$ .

Коэффициент включения контура ВЦ ко входу УРЧ на максимальной частоте диапазона (2.66):

$$m_2 = \sqrt{2,5 \cdot 10^3 \left( 0,02 - 0,0133 \right) \left( \pi \cdot 1,67 \cdot 10^6 \cdot 82,6 \cdot 10^{-6} \right)} = 0,14 .$$

Емкость конденсатора связи с УРЧ (2.67):

$$C_2 = \left( 10 - 0,14 \cdot 110 \right) / 0,14 = 676 \text{ пФ} .$$

Округляем емкость конденсатора  $C_2$  до ближайшего номинального значения:  $C_2 = 680 \text{ пФ}$ .

Напряжение сигнала на входе УРЧ ИМС (2.90):

$$U_{\text{вхУРЧ}} = 200 \cdot 1 \cdot 0,5 \cdot 0,14 = 14 \text{ мкВ} .$$

Таким образом, ИМС К174ХА2 обеспечивает требуемую чувствительность при прямом подключении к контуру ВЦ.

Схема ВЦ приведена на рис. 2.10, а.

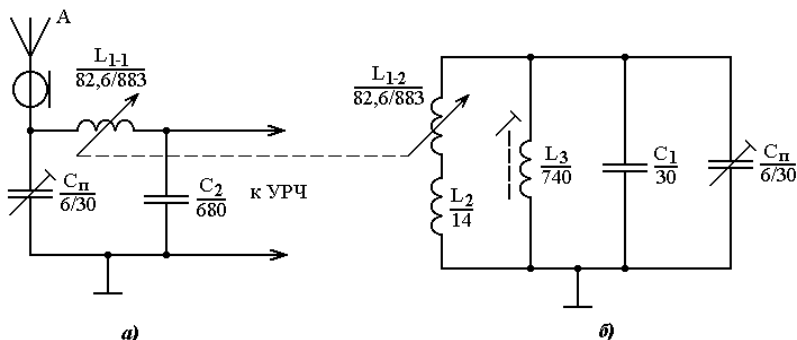


Рис. 2.10. Схемы контуров входной цепи и гетеродина автомобильного приемника СВ диапазона

Частота зеркального канала для верхней частоты диапазона (1.41):

$$f_{\text{зк}} = 1607 + 2 \cdot 465 = 2537 \text{ кГц.}$$

Обобщенная расстройка зеркального канала (1.41):

$$\xi_{\text{зк}} = 50 \left( \frac{537}{1607} - \frac{1607}{2537} \right) = 47,3.$$

Избирательность контура ВЦ по зеркальному каналу (1.40):

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \sqrt{1 + 47,3^2} = 33,5 \text{ дБ.}$$

Дополнительное ослабление помехи по зеркальному каналу за счет внутриемкостной связи контура ВЦ с УРЧ (1.42):

$$\sigma_{\text{зкн}} = 20 \lg \left( \frac{537}{1607} \right) = 4 \text{ дБ.}$$

Общее ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma'_{\text{зк}} = 33,5 + 4 = 37,5 \text{ дБ,}$$

что с запасом 1,5 дБ обеспечивает заданное.

Для расчета контура гетеродина (рис. 2.9) определяем частоты точного сопряжения (2.68, 2.69, 2.70):

$$f_{\text{с1}} = (0,51 + 1,67) \cdot 2 = 1,09 \text{ МГц;}$$

$$f_{\text{с1}} = 1,09 - 0,433 \cdot (0,67 - 0,51) = 0,59 \text{ МГц;}$$

$$f_{\text{с1}} = 1,09 + 0,433 \cdot (0,67 - 0,51) = 1,59 \text{ МГц.}$$

Соответствующие им значения индуктивности настроечной катушки (2.71):

$$L_{1c1} = 1/\sqrt{\pi^2 \cdot 1,09^2 \cdot 10^{12} \cdot 110 \cdot 10^{-12}} \approx 194 \text{ мкГн};$$

$$L_{1c1} = 1/\sqrt{\pi^2 \cdot 0,59^2 \cdot 10^{12} \cdot 110 \cdot 10^{-12}} \approx 662 \text{ мкГн};$$

$$L_{1c1} = 1/\sqrt{\pi^2 \cdot 1,59^2 \cdot 10^{12} \cdot 110 \cdot 10^{-12}} \approx 91 \text{ мкГн}.$$

Частоты точного сопряжения контура гетеродина (2.72):

$$f_{c1r} = 1,09 + 0,465 = 1,555 \text{ МГц};$$

$$f_{c2r} = 0,59 + 0,465 = 1,055 \text{ МГц};$$

$$f_{c3r} = 1,59 + 0,465 = 2,055 \text{ МГц}.$$

Эквивалентная индуктивность контура гетеродина на частотах точного сопряжения (2.73):

$$L_{rc1} = \sqrt{0,194L_3 + L_2L_3} \sqrt{0,194 + L_2 + L_3} \text{ мГн};$$

$$L_{rc2} = \sqrt{0,662L_3 + L_2L_3} \sqrt{0,662 + L_2 + L_3} \text{ мГн};$$

$$L_{rc3} = \sqrt{0,091L_3 + L_2L_3} \sqrt{0,091 + L_2 + L_3} \text{ мГн}.$$

Для определения величин  $L_2$ ,  $L_3$  и  $C_{кг}$  составляем систему трех уравнений:

$$\begin{cases} 1,555 = 1/2\pi\sqrt{\sqrt{0,194L_3 + L_2L_3} \cdot C_{кг} / \sqrt{0,194 + L_2 + L_3}} \\ 1,055 = 1/2\pi\sqrt{\sqrt{0,662L_3 + L_2L_3} \cdot C_{кг} / \sqrt{0,662 + L_2 + L_3}} \\ 2,055 = 1/2\pi\sqrt{\sqrt{0,091L_3 + L_2L_3} \cdot C_{кг} / \sqrt{0,091 + L_2 + L_3}} \end{cases}$$

где значения частоты подставляются в МГц, индуктивности – в мГн, емкости – в нФ.

Решив систему, находим:

$$L_2 = 1,014 \text{ мГн}, L_3 = 0,74 \text{ мГн}, C_{кг} = 0,0654 \text{ нФ}.$$

Максимальная и минимальная индуктивность контура гетеродина (2.86, 2.87):

$$L_{r\max} = \sqrt{0,883 + 0,014} \sqrt{0,74} / \sqrt{0,883 + 0,014 + 0,74} \approx 0,4055 \text{ мГн};$$

$$L_{r\min} = \sqrt{0,0826 + 0,014} \sqrt{0,74} / \sqrt{0,0826 + 0,014 + 0,74} \approx 0,0852 \text{ мГн}.$$

Минимальная и максимальная частоты гетеродина (2.84, 2.85):

$$f_{r\min} = 1/2\pi\sqrt{0,4055 \cdot 0,0654} = 0,977 \text{ МГц};$$

$$f_{r\max} = 1/2\pi\sqrt{0,0852 \cdot 0,0654} = 2,132 \text{ МГц}.$$



Промежуточные частоты на минимальной и максимальной частотах диапазона (2.82, 2.83):

$$f_{\text{прmin}} = 0,977 - 0,51 = 0,467 \text{ МГц};$$

$$f_{\text{прmax}} = 2,132 - 1,670 = 0,462 \text{ МГц}.$$

Погрешности сопряжения на минимальной и максимальной частотах диапазона (2.80, 2.81):

$$\Delta f_{\text{прmin}} = 467 - 465 = 2 \text{ кГц};$$

$$\Delta f_{\text{прmax}} = 462 - 465 = -3 \text{ кГц}.$$

Емкость конденсатора  $C_1$  контура гетеродина (2.79):

$$C_1 = 65,4 - 18 - 17 = 30,4 \text{ пФ}.$$

Округляем емкость  $C_1$  до ближайшего номинального значения:  
 $C_1 = 30 \text{ пФ}$ .

### 3. РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ НАСТРОЙКИ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНИКА

#### 3.1. Настройка тракта промежуточной частоты

От характеристик тракта промежуточной частоты зависят важные параметры супергетеродинного приемника: чувствительность, избирательность по соседнему каналу, верность воспроизведения сообщений и мощность на выходе. Поэтому настройка тракта промежуточной частоты должна производиться с особой тщательностью и после того, как проверена работоспособность усилителя звуковой частоты и детектора. Это дает возможность включить на выходе радиоприемника измеритель выходного напряжения для контроля регулировки [18].

Для настройки тракта ПЧ-АМ измерительные приборы подключаются в соответствии со схемой, приведенной на рис. 3.1.

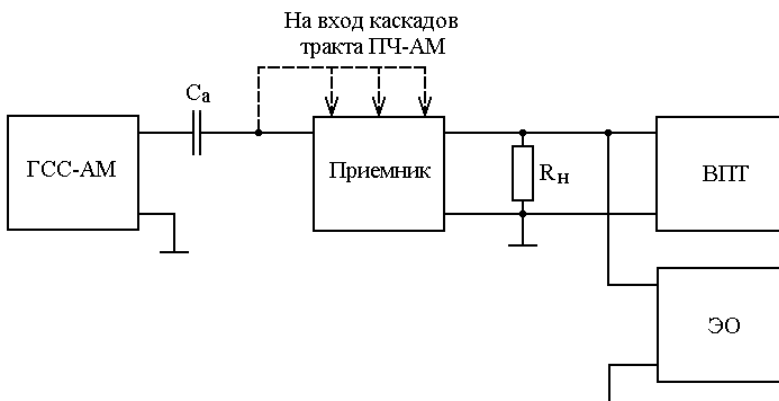


Рис. 3.1. Схема подключения приборов для настройки тракта ПЧ-АМ: ГС-АМ – генератор синусоидальных сигналов с амплитудной модуляцией (например Г4-102); С – конденсатор емкостью 0,05 мкФ; R<sub>н</sub> – нагрузка или ее эквивалент; ВПТ – широкополосный вольтметр переменного тока (например В3-38); ЭО – электронный осциллограф (например С1-72)

Конденсатор переменной емкости устанавливают в положение максимальной емкости, переключатель диапазонов переводят в положение средних волн. На время настройки усилителя ПЧ колебания гетеродина во избежание ложных настроек срывают путем закорачивания контурной катушки гетеродина СВ высокочастотным конденсатором. Регулятор громкости устанавливают в положение максимального усиления, а

регулятор тембра – в положение, соответствующее узкой полосе (завал высших и низших частот). Если в радиоприемнике имеется фильтр, предотвращающий попадание сигналов с промежуточной частотой на вход преобразователя частоты, то на время настройки усилителя ПЧ его следует закортить.

Настройку усилителя промежуточной частоты начинают с последнего каскада и затем переходят к следующим. Сигнал с генератора частотой 465 кГц, модулированный звуковой частотой 400 или 1000 Гц и глубиной модуляции 60–80%, через разделительный конденсатор емкостью 0,05 мкФ подается на вход соответствующего каскада. Входное напряжение генератора устанавливают 250–500 мкВ.

Вращением сердечников контурных катушек добиваются максимального показания вольтметра, подключенного к выходу радиоприемника. Настройку повторяют 2–3 раза, пока настройка соседних контуров не перестанет влиять друг на друга и не будет достигнуто максимальное выходное напряжение.

Настройку последующих каскадов тракта ПЧ производят аналогично. При этом частоту сигнала на генераторе не меняют, а уровень выходного напряжения постепенно, по мере настройки контуров, во избежание перегрузки каскадов усилителя ПЧ уменьшают. Затем переходят к настройке фильтра сосредоточенной селекции.

Положения конденсатора переменной емкости, переключателя диапазонов, регуляторов громкости и тембра остаются прежними. Сигнал с частотой 465 кГц от генератора подается на базу транзистора смесителя частоты. Вращением сердечников контуров ФСС добиваются наибольшего напряжения на выходе радиоприемника. После настройки контуров ФСС рекомендуется вновь подстроить контуры усилителя ПЧ, а затем произвести окончательную подстройку контуров ФСС. Если в радиоприемнике вместо контуров ФСС применен пьезокерамический фильтр, то кроме подстройки контура первого каскада УПЧ настраивают контур, согласующий пьезокерамический фильтр с коллекторной цепью транзистора. Чувствительность с базы транзистора смесителя частоты должна быть не меньше указанной в инструкции по ремонту. После окончания настройки и регулировки сердечника всех катушек индуктивности должны быть зафиксированы.

## **3.2. Настройка блока радиочастоты**

Приступая к настройке контуров гетеродина, следует выяснить последовательность настройки по диапазонам. В некоторых радиоприемниках контурные катушки средневолнового диапазона являются частью катушек длинноволнового диапазона. В этом случае настройку нужно начинать со средневолнового диапазона. В большинстве радиоприемни-

ков применяют такую схему переключения диапазонов, которая обеспечивает независимую настройку каждого из них. Поэтому последовательность настройки в этом случае может быть любая.

**Проверка генерации гетеродина.** Перед настройкой необходимо убедиться в том, что гетеродин генерирует на частотах, соответствующих каждому диапазону. Для проверки подключают электронный вольтметр к точкам подачи напряжения гетеродина на смесительный каскад. Изменяя емкость КПЕ, необходимо убедиться, что показания вольтметра на всех диапазонах изменяются незначительно. Напряжение гетеродина, при котором преобразование частоты получается наиболее эффективным, находится в пределах 100–200 мВ на всех диапазонах. Форма напряжения, наблюдаемая на экране осциллографа, должна быть чисто синусоидальной.

**Укладка диапазонов.** Убедившись в нормальной работе гетеродина, переходят к укладке его диапазонов и производят это по методу двух точек. Сущность этого метода заключается в установке границы верхней частоты (начало диапазона) с помощью подстроечного конденсатора, а затем нижней частоты (конец диапазона) сердечником контурной катушки.

Укладка диапазона гетеродина ДВ производится следующим образом. Переключатель диапазонов приемника переводят в положение ДВ, блок КПЕ – в положение максимальной емкости. При этом указатель настройки (стрелка) должен совпадать с началом градуировки шкалы радиоприемника. Если совпадения нет, необходимо отрегулировать положение стрелки. Регулятор громкости устанавливается в положение максимального усиления, а регуляторы тембра – в положение узкой полосы. На рамочную антенну или на базу смесителя подается сигнал от генератора с частотой, равной нижней частоте диапазона ДВ. Вращением подстроечного сердечника контура гетеродина добиваются получения максимального напряжения на выходе радиоприемника, которое контролируется измерителем выхода.

Затем блок КПЕ переводят в положение минимальной емкости, а на генераторе устанавливают верхнюю частоту диапазона ДВ. Укладку диапазона в этой точке производят изменением емкости подстроечного конденсатора гетеродина до получения наибольшего напряжения на выходе радиоприемника. При укладке верхней границы диапазона несколько сбивается настройка нижней. Поэтому указанные операции повторяют 2-3 раза, пока границы диапазона не будут уложены достаточно точно в соответствии со шкалой.

Аналогичным образом укладываются также границы диапазонов СВ и КВ. Однако следует иметь в виду некоторые особенности настройки КВ диапазона. При настройке КВ диапазона сигнал от генератора может прослушиваться в двух местах шкалы настройки. Один из них – основ-

ной, а второй – так называемый «зеркальный», лежащий выше основного на 930 кГц. Объясняется это тем, что на КВ диапазоне зеркальный сигнал подавляется значительно хуже и поэтому его можно спутать с основным сигналом. Следует помнить, что из двух настроек гетеродина нужно выбрать ту, которая получается при меньшей емкости конденсатора контура или при более вывернутом сердечнике катушки.

**Сопряжение входных и гетеродинных контуров.** Для получения наилучшей чувствительности и избирательности радиоприемника в диапазоне перестройки необходимо добиться точного сопряжения входных и гетеродинных контуров, т.е. сделать так, чтобы частота настройки гетеродинного контура была больше частоты настройки входного контура на значение промежуточной частоты при любом положении ручки настройки радиоприемника.

Схемы гетеродинов, применяемые в радиовещательных приемниках, обеспечивают точное сопряжение настроек входных и гетеродинных контуров в каждом диапазоне только в трех точках: на верхней, средней и нижней частотах диапазона. При этом отклонение от идеального сопряжения в остальных точках диапазона оказывается вполне допустимым. Схемы трехточечного сопряжения применяются обычно на диапазонах ДВ и СВ. В диапазонах КВ применяют двухточечное (на полурастянутых поддиапазонах) или даже одноточечное (на растянутых диапазонах) сопряжение.

Сопряжение контуров нужно производить в расчетных точках, которые для стандартных радиовещательных диапазонов имеют следующие значения:

Диапазоны частот	Нижняя	Средняя	Верхняя
ДВ, кГц	165	225	280
СВ, кГц	570	1000	1560
КВ, МГц	3,8	–	12,2

Следует отметить, что в отдельных моделях радиоприемников частоты сопряжения могут немного отличаться. Нижняя частота точного сопряжения обычно выбирается на 5-10% выше минимальной частоты диапазона, а верхняя – на 2–5% ниже максимальной частоты диапазона.

**Настройка ДВ диапазона.** Переключатель диапазонов устанавливают в положение ДВ, а ротор КПЕ – в положение максимальной емкости. На рамочную антенну от генератора подают сигнал частотой 165 кГц и глубиной модуляции 30% такого уровня, который обеспечивает напряженность поля на входе радиоприемника, равную его чувствительности. Перемещением катушки водного контура диапазона ДВ по

ферритовому стержню антенны добиваются сопряжения в этой точке диапазона по максимуму сигнала на выходе радиоприемника. Передвижение катушки к середине ферритового стержня увеличивает индуктивность, а передвижение катушки к краям стержня – уменьшает. Если катушку входного контура приходится сдвигать на самый край стержня, необходимо уменьшить индуктивность (отмотать несколько витков), а если катушка находится почти на середине стержня, то нужно увеличить индуктивность (добавить несколько витков). Часто причиной плохого сопряжения является низкое качество ферритового стержня. В радиоприемниках без ферритовой антенны сопряжение на нижней частоте диапазона осуществляется вращением сердечника катушки входного контура до получения максимального сигнала на его выходе. Следует отметить, что если в радиоприемнике имеется усилитель радиочастоты, то аналогичным образом настраивают катушки контуров усилителя радиочастоты.

Наличие точного сопряжения можно проверить с помощью испытательной палочки, представляющей собой изоляционный прут (или трубку), на одном конце которого закреплен сердечник из феррита, а на другом – из меди. Если сопряжение выполнено правильно, то при поднесении к катушке входного контура любого конца испытательной палочки сигнал на выходе радиоприемника должен уменьшаться. Если при поднесении ферритового сердечника сигнал на выходе радиоприемника растет, то индуктивность входного контура недостаточна и катушку необходимо сдвинуть к центру ферритового стержня антенны или ввинчивать сердечник. Если сигнал растет при поднесении медного сердечника, то индуктивность избыточна и следует поступать наоборот.

После сопряжения на нижней частоте диапазона на генераторе устанавливают верхнюю частоту точного сопряжения 280 кГц. Вращением ручки настройки радиоприемника необходимо получить максимальный уровень сигнала на его выходе. Изменяя положение роторов подстроечных конденсаторов входного контура и контура усилителя радиочастоты (если он есть), добиваются точного сопряжения контуров по максимальному уровню сигнала на выходе. Качество выполненной операции проверяют с помощью испытательной палочки по методике, изложенной выше.

Настройка контуров на верхней частоте диапазона может нарушить настройку на нижней частоте. Для повышения точности настройки описанный процесс необходимо повторить в той же последовательности 2-3 раза. Затем катушку водного контура закрепляют на ферритовом стержне антенны и переходят к проверке сопряжения в средней точке диапазона.

Частота точного сопряжения в середине диапазона ДВ для радиоприемников, которые выпускались ранее, составляет 250 кГц. Устано-

вив соответственно на генераторе и на шкале радиоприемника эту частоту, описанным выше способом проверяют точность градуировки и чувствительность радиоприемника. Если наблюдается провал чувствительности радиоприемника в середине диапазона, необходимо изменить емкость сопрягающего конденсатора, а процесс настройки повторить.

После того, как ДВ диапазон настроен, можно аналогичным образом настроить СВ и КВ диапазоны. Однако, как уже отмечалось, на КВ диапазоне сопряжение достаточно производить в двух точках: на нижней и верхней частотах диапазона. В большинстве радиоприемников диапазон КВ разделен на несколько поддиапазонов. Частоты точного сопряжения (МГц) для поддиапазонов имеют следующие значения:

Поддиапазоны частот	Нижняя	Средняя	Верхняя
КВ-5	3,8	4,83	5,85
КВ-4	5,95	6,15	6,35
КВ-3	7,0	7,2	7,4
КВ-2	8,85	9,13	9,4
КВ-1	11,5	11,85	12,2

Заключительной операцией является настройка фильтра ослабления сигналов с частотой, равной промежуточной. Для этого включают диапазон СВ и с помощью ручки настройки устанавливают стрелку на частоту, ближайшую к промежуточной (510 кГц, нижний конец диапазона). На шкале частот генератора устанавливают частоту 465 кГц при глубине модуляции 30-50%. Вращая сердечник катушки фильтра, добиваются минимального напряжения на выходе радиоприемника. После окончания настройки все подстроечные сердечники контурных катушек и положения катушек магнитной антенны необходимо зафиксировать.

### **3.3. Контроль диапазонов принимаемых частот (волн)**

Для проведения контроля необходимы следующие измерительные приборы и вспомогательные устройства:

1. Генератор сигналов измерительный высокочастотный с амплитудной модуляцией (ГСС-АМ) с диапазоном частот  $0,1 \pm 50,0$  МГц, например Г4-102.

2. Эквивалент антенны для измерения параметров приемников (кроме автомобильных) внешней антенной в диапазонах ДВ, СВ, КВ,

схема которого приведена на рис. 1.1.  $R_1$  – резистор, сопротивление которого определяют из выражения:  $R_1 - R_r = 80 \text{ Ом}$ .

3. Вольтметр электронный переменного тока (ВПТ), например ВЗ-38.
4. Частотомер электронно-счетный (ЧЭС), например ЧЗ-34.
5. Эквивалент нагрузки (может быть встроен в исследуемое радио-приемное устройство).

Схема подключения приборов для проведения контроля приведена на рис. 1.2.

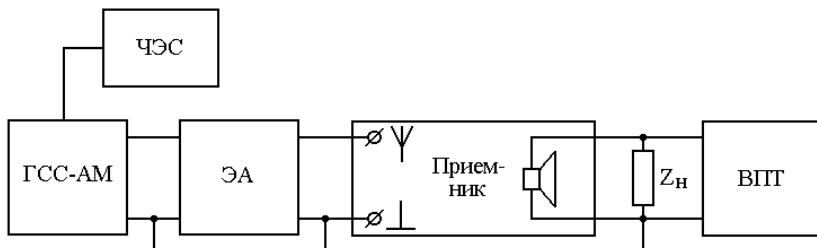


Рис. 3.2. Схема подключения приборов

### Порядок выполнения контроля

1. Подключить измерительные приборы и вспомогательные устройства к исследуемому приемнику по схеме (рис. 3.2).

2. Условия измерения:

частота модуляции сигнала – 1000 Гц (переключатель модуляции 14–102 в положении «Внутр.»);

глубина модуляции АМ, М % – 30;

напряжение несущей частоты входного сигнала –  $U_{\text{вх}} = 2U_{\text{ном}}$ ,

где  $U_{\text{ном}}$  – напряжение входного сигнала, соответствующее номинальной (паспортной) чувствительности;

регулятор ширины полосы – в положение УП (узкая полоса);

АПЧ – включена;

регулятор тембра – в среднее положение;

регулятор громкости – в положении, соответствующем максимальной выходной мощности. После первой настройки ГСС-АМ на приемник, уменьшая усиление, регулятор громкости установить в положение, соответствующее нормальной выходной.

3. Провести измерения.

Указатель частоты настройки приемника поочередно устанавливать в крайнее положение шкалы каждого диапазона и поддиапазона частот. Изменяя частоту ГСС-АМ, настроить генератор на приемник по максимуму напряжения на выходе (на акустической системе или на эквива-



ленте нагрузки). Частота настройки генератора, определенная частотометром, будет соответствовать частоте границ диапазона. При настройке генератора на приемник выключением АМ или прослушиванием тока 1000 Гц убедиться, что приемник настроен на генератор, а не на внешнюю помеху.

Результаты измерения внести в таблицу, аналогичную табл.3.1.

Таблица 3.1

### Диапазон принимаемых волн

Модель приемника	Диапазон, поддиапазон	Граничные частоты, МГц		Граничные длины волн, м	
		номинальные	реальные	номинальные	реальные
	ДВ СВ КВ-1 КВ-2 КВ-3				

### 3.4. Контроль чувствительности приемника

Стенд для контроля характеристик чувствительности содержит следующие устройства и приборы:

1. Генератор сигналов измерительный высокочастотный с непрерывной генерацией синусоидального напряжения, внутренней и внешней амплитудной модуляцией (АМ), синусоидальным напряжением, а также регулируемым затуханием выходного напряжения для формирования стандартных входных уровней радиоприемника.

2. Вольтметр электронный переменного тока, измеряющий средние квадратические значения напряжения произвольной формы с погрешностью измерения не более 4 %.

3. Эквиваленты антенн и нагрузок.

Схемы и параметры эквивалентов антенн соответствуют требованиям ГОСТ 9783-88 и приведены ниже.

Эквивалент внешней антенны длиной 10 м для измерения параметров радиоприемников (кроме автомобильных) в диапазоне частот от 0,1 до 30,0 МГц. Электрическая схема этого эквивалента приведена на рис. 3.3.

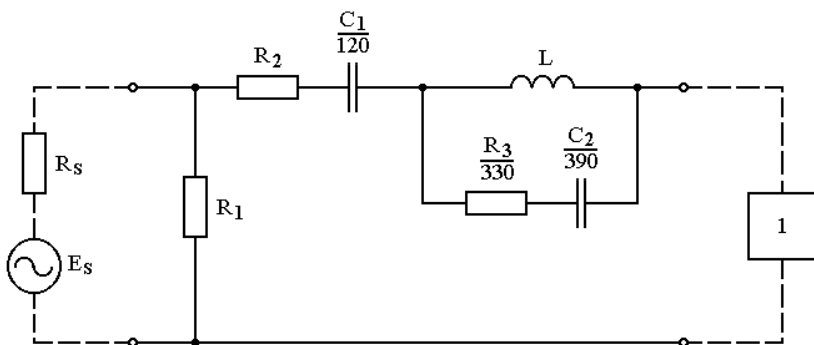


Рис. 3.3. Эквивалент наружной антенны в диапазоне ДВ, СВ и КВ:  
 1 – радиоприемник;  $E_s$  – ЭДС источника;  $R_s$  – номинальное выходное сопротивление источника;  $R_1$  – резистор сопротивлением, равным номинальному выходному сопротивлению источника;  $R_2$  – резистор сопротивлением, определяемым из условия  $R_2 = \sqrt{60 - R_s/2}$  Ом;  
 $L$  – катушка индуктивностью, равной 22 мкГ (добротность не менее 15 при 1 МГц).

Эквивалент автомобильной антенны для проверки приемника в диапазонах ДВ и СВ. Электрическая схема этого эквивалента приведена на рис. 3.4.

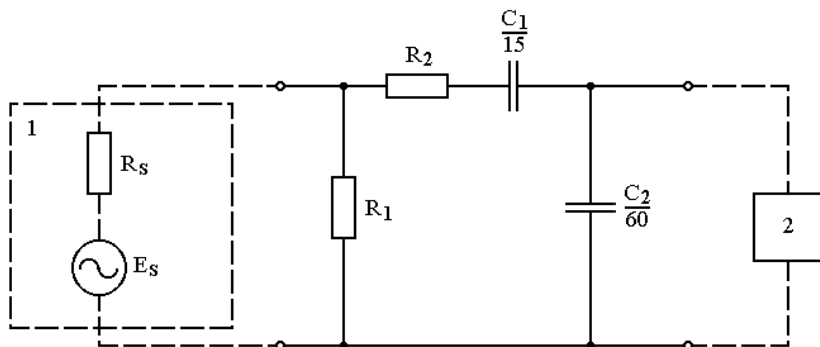


Рис. 3.4. Эквивалент автомобильной антенны в диапазонах ДВ, СВ и КВ:  
 1 – генератор ГСС с амплитудной модуляцией;  $R_1$  – резистор, сопротивление которого равно сопротивлению нагрузки генератора;  $R_2$  – резистор, сопротивление которого определяется из условия  $R_2 = \sqrt{60 - R_s/2}$  Ом;  
 $C_1$  – последовательная емкость питания антенны (15 пФ);  
 $C_2$  – параллельная емкость антенны (60 пФ); 2 – приемник

Эквивалент штыревой антенны для измерения параметров радиоприемников (кроме автомобильных) в диапазоне частот от 4 до 30 МГц. Электрическая схема этого эквивалента приведена на рис. 3.5.

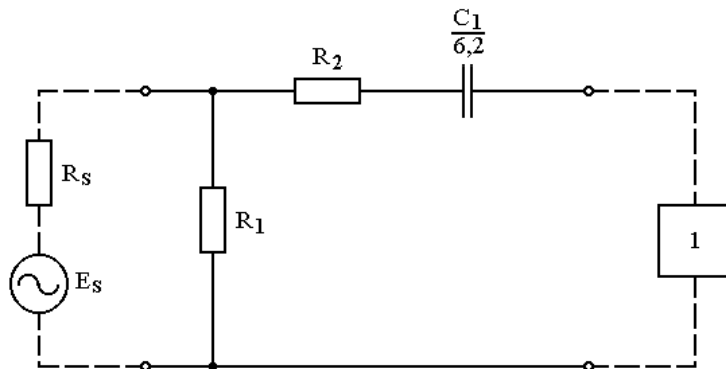


Рис. 3.5. Эквивалент штыревой антенны в диапазоне КВ: 1 – радиоприемник;  $E_s$  – ЭДС источника;  $R_s$  – номинальное выходное сопротивление источника;  $R_1$  – резистор сопротивлением, равным номинальному выходному сопротивлению источника;  $R_2$  – резистор сопротивлением, определяемым из условия  $R_2 = \sqrt{40 - R_s/2}$  Ом.

Для измерения параметров приемников с магнитной антенной используется генератор стандартного электромагнитного поля.

Генератор поля состоит из экранированной рамочной антенны, выполненной из трех витков медного изолированного провода диаметром 0,8 мм. Витки помещают в медную трубку диаметром 10...12 мм, которая согнута в виде кольца со средним диаметром 250 мм и имеет зазор от 5 до 10 мм. Индуктивность экранированной рамочной антенны приблизительно 7,5 мкГн.

Эквивалент нагрузки радиоприемника – резистор с активным сопротивлением, равным номинальному значению модуля полного электрического сопротивления нагрузки с допусаемым отклонением  $\pm 5\%$ .

### **Контроль чувствительности по напряжению со входа внешней антенны в диапазонах ДВ, СВ, КВ**

Подключить измерительные приборы к исследуемому приемнику согласно схеме (рис. 3.6).

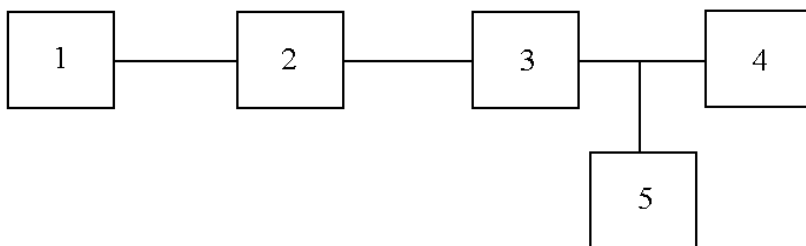


Рис. 3.6. Схема подключения приборов для контроля чувствительности по напряжению со входа для внешней антенны: 1 – генератор сигналов измерительный высокочастотный с амплитудной модуляцией; 2 – эквивалент антенны; 3 – радиоприемник; 4 – эквивалент нагрузки; 5 – вольтметр электронный переменного тока

Чувствительность радиовещательных приемников рекомендуется измерять на частотах, указанных в таблице 3.2 или на частотах, указанных в НТД.

Таблица 3.2

**Частоты, рекомендованные для контроля**

Диапазон	ДВ	СВ	КВ			
			49 м	41 м	31 м	25 м
Частоты, МГц	0,160 0,200 0,250	0,560 1,000 1,400	6,10	7,2	9,6	11,8

Контроль производить в следующей последовательности:

- регулятор громкости установить в положение максимального усиления;
- регуляторы тембра установить в положения, обеспечивающие получение наиболее равномерной частотной характеристики;
- регулятор ширины полосы пропускания (при его наличии) в положение ШП (широкая полоса);
- подать на вход приемника через эквивалент антенны сигнал, модулированный частотой 1000 Гц, с глубиной модуляции 0,3 и уровнем, равным номинальной (паспортной) чувствительности приемника в данном диапазоне;
- настроить приемник на частоту подаваемого сигнала по максимальному напряжению на низкочастотном выходе радиоприемника;

– регулятором громкости установить уровень выходного напряжения радиоприемника, равный  $U_{\text{вых ст}}$  (если иное не указано в НТД на приемник). Величину этого напряжения определить по формуле

$$U_{\text{вых ст}} = \sqrt{P_{\text{вых ст}} R_n}, \quad (3.1)$$

где  $P_{\text{вых ст}}$  – стандартная выходная мощность;  
 $R_n$  – модуль полного электрического сопротивления нагрузки (акустической системы);  
 $P_{\text{вых ст}} = 0,05$  Вт для приемников с  $P_{\text{ном}} > 150$  мВт;  
 $P_{\text{вых ст}} = 0,005$  Вт для приемников с  $P_{\text{ном}} \leq 150$  мВт.

Для проверки отношения сигнал/шум выключить модуляцию высокочастотного сигнала. Если при этом уровень шума (напряжения на низкочастотном выходе радиоприемника) не менее, чем на 20 дБ (в 10 раз) меньше напряжения модуляции, чувствительность приемника, ограниченная шумами, соответствует требованиям НТД [18, 19].

### Контроль чувствительности по напряженности поля для внутренней (магнитной) антенны в диапазонах ДВ и СВ

Подключить измерительные приборы к исследуемому приемнику согласно схеме (рис. 3.7).

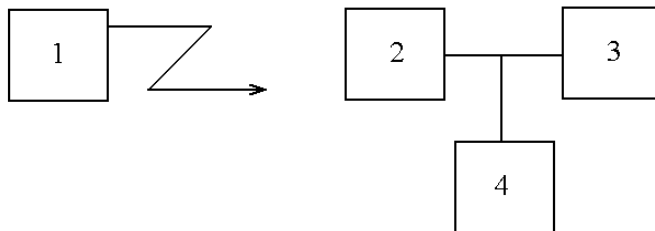


Рис. 3.7. Схема подключения приборов для измерения чувствительности поля для внутренней (магнитной) антенны: 1 – генератор поля; 2 – испытуемый приемник; 3 – эквивалент нагрузки; 4 – вольтметр электронный переменного тока

Магнитная антенна приемника устанавливается относительно генератора поля в соответствии с рис. 2.9, напряженность электрического поля выставляется в соответствии с НТД на приемник по формуле

$$E_1 = 30SE_s N / l_1^2 \sqrt{R_s + R_n}, \quad (3.2)$$

где  $E_s$  – ЭДС генератора ГСВ, мкВ;  
 $S$  – площадь экранированной рамочной антенны, рассчитанная по ее среднему диаметру, м<sup>2</sup>;  
 $N$  – число витков экранированной антенны;  
 $l_1$  – расстояние от выбранного положения до центра экранированной рамочной антенны, м;

$R_s$  – выходное сопротивление генератора ГСВ, Ом;

$R$  – сопротивление у основания экранированной рамочной антенны, Ом.

Подать на вход приемника сигнал с напряженностью поля, равной номинальной (паспортной) чувствительности. В остальном методика контроля чувствительности по полю не отличается от контроля чувствительности по напряжению.

### 3.5. Контроль избирательности приемника

Структурная схема включения приборов при измерении избирательности приведена на рис. 3.8.

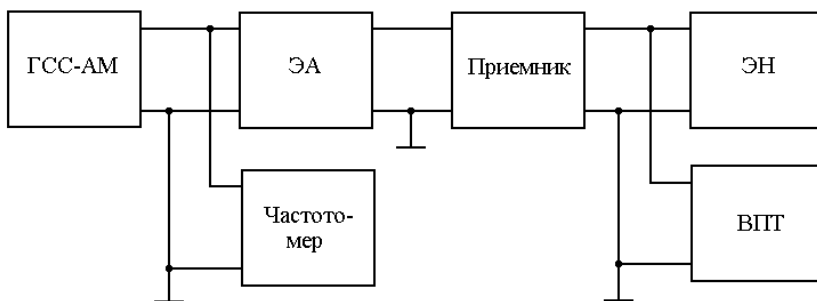


Рис. 3.8. Схема подключения приборов для измерения односигнальной избирательности тракта АМ сигналов: ГСС-АМ – генератор сигналов синусоидальных с амплитудной модуляцией; ЭА – эквивалент антенны; ЭН – эквивалент нагрузки; ВПТ – вольтметр переменного тока

#### Снятие характеристик избирательности по соседнему каналу односигнальным методом

Подключить приборы к исследуемому приемнику в соответствии со схемой (рис. 3.8). Подать на вход исследуемого приемника сигнал амплитудой, соответствующей паспортной чувствительности приемника. Частота сигналов указана в НТД, глубина модуляции  $m = 30\% (0,3)$ , частота модуляции  $f_m = 1000$  Гц.

Регулятор громкости приемника вывести в положение максимального усиления. Регулятор полосы пропускания – в положение «УП». Регуляторы тембра – в среднее положение.

Ручкой настройки приемника по максимуму выходного напряжения на милливольтметре настроиться на частоту генератора. Регулято-

ром громкости приемника установить на выходе напряжение, соответствующее стандартной (испытательной) мощности приемника.

$$U_{ст} = \sqrt{P_{ст} \cdot R_n}, \quad (3.3)$$

где  $R_n$  – сопротивление эквивалента нагрузки (громкоговорителя).

Не изменяя частоты настройки приемника, перестроить генератор на частоту помехи по соседнему каналу (для ДВ и СВ диапазонов  $\Delta f_n = \pm 9$  кГц, для КВ диапазонов  $\Delta f_n = \pm 5$  кГц). Величину выходного напряжения генератора (то есть напряжение сигнала) увеличить до получения на выходе приемника  $U_{ст}$ .

Ослабление помехи по соседнему каналу:

$$\sigma_{ск} = 20 \lg \frac{U_{вх} \Delta f_n}{U_{вх0}}, \quad (3.4)$$

где  $U_{вх0}$  – выходное напряжение генератора на точной настройке на приемник;

$U_{вх} \Delta f_n$  – выходное напряжение генератора при расстройках  $\pm 9$  кГц ( $\pm 5$  кГц) от частоты настройки приемника.

Наихудшее значение  $\sigma_{ск}$  должно превышать  $\sigma_{ск}$ , заданное в НТД.

#### **Снятие характеристик избирательности по зеркальному каналу приема односигнальным методом**

Не изменяя частоты настройки приемника, перестроить ГСС-АМ на частоту зеркальной помехи:

$$f_{зк} = f_0 + 2f_{пр0}. \quad (3.5)$$

Уровень сигнала с ГСС-АМ увеличивать до максимального возможного значения (0,5 В). Если при этом милливольтметр не зафиксирует наличия сигнала на выходе приемника или он мал, то медленно подстраивать ГСС-АМ в области меньших и больших частот до получения максимального напряжения на милливольтметре.

После настройки на зеркальный канал приема изменять уровень входного сигнала до получения на выходе приемника напряжения, соответствующего стандартной выходной мощности, отмечая при этом частоту и уровень входного сигнала (выходное напряжение с ГСС-АМ).

Ослабление помехи по зеркальному каналу:

$$\sigma_{зк} = 20 \lg \frac{U_{вх зк}}{U_{вх0}}, \quad (3.6)$$

где  $U_{вх зк}$  – выходное напряжение генератора, настроенного на зеркальный канал.

Полученное значение  $\sigma_{зк}$  должно превышать  $\sigma_{зк}$ , заданное в НТД.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 384 с.
2. Рэд Э.Т. Схемотехника радиоприемников: Практическое пособие / Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 152 с.
3. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / Под ред. М.К. Белкина. – К.: Вища школа, 1988. – 472 с.
4. Шрайбер Г. Справочник по микросхемам. Т. 1 / Пер. с фр. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 216 с.
5. Интегральные микросхемы: Каталог. Ч. 1 / В.Д. Круглов, И.И. Акимов, Т. Б. Задунайская и др. – М.: МП «Наследие», 1992. – 159 с.
6. Атаев Д.О., Болотников В. А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. – М.: Изд-во МЭИ, 1991. – 240 с.
7. Бобров Н.В. Расчет радиоприемников. – М.: Радио и связь, 1981. – 238 с.
8. Горшелев В. Д., Красноцветова, З. Г., Федоров Б. Ф. Основы проектирования радиоприемников. – Л.: Энергия, 1977. – 384 с.
9. Проектирование радиоприемных устройств / Под ред. А.П. Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976. – 488 с.
10. Екимов В. Д. Расчет и конструирование транзисторных радиоприемников. – М.: Связь, 1972. – 214 с.
11. Левашов Ю.А. Проектирование радиовещательных приемников на многофункциональных ИМС: Учебное пособие. – Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 1997. – 76 с.
12. Каплун В.А., Браммер Ю.А., Лохова С.П. Радиотехнические устройства и элементы радиосистем. – М.: Высшая школа, 2002. – 230 с.
13. Мальтинский А. Н., Подольский А. Г. Радиовещательный тракт в автомобиле. – М.: Радио и связь, 1982. – 192 с.
14. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет. – М.: Связь, 1979. – 352 с.
15. ГОСТ 5651-89. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Общие технические условия.
16. Банк М.У. Параметры бытовой приемо-усилительной аппаратуры и методы измерения. – М.: Радио и связь, 1982. – 136 с.
17. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. – М.: Лайт Лтд, 2000. – 288 с.
18. Бродский М.А. Бытовая радиоэлектронная аппаратура. – Минск: Польша, 1994. – 351 с.



19. Левашов Ю.А. Параметры радиоприемных устройств и методы их измерения: Учебное пособие. – Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 2000. – 76 с.

20. ГОСТ 9783-88. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы электрических высокочастотных измерений.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	1
1. РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКА.....	4
1.1. Общие рекомендации по разработке структурной схемы .....	4
1.2. Расчет полосы пропускания линейного тракта.....	5
Пример 1.1.....	7
Пример 1.2.....	8
1.3. Расчет допустимого коэффициента шума .....	8
Пример 1.3.....	10
Пример 1.4.....	11
1.4. Распределение частотных искажений по избирательным каскадам приемника.....	11
Пример 1.5.....	12
Пример 1.6.....	13
1.5. Выбор средств обеспечения избирательности приемника .....	13
Пример 1.7.....	23
Пример 1.8.....	28
Пример 1.9.....	32
1.6. Предварительный расчет входной цепи .....	37
Пример 1.10.....	45
Пример 1.11.....	47
Пример 1.12.....	48
1.7. Выбор средств обеспечения усиления приемника и эффективности АРУ.....	50
Пример 1.13.....	54
Пример 1.14.....	55
1.8. Описание и составление структурной схемы радиоприемника ....	56
Пример 1.15 Описание и составление структурной схемы приемника СВ диапазона .....	57
Пример 1.16 Описание и составление структурной схемы приемника КВ диапазона .....	58
Пример 1.17 Описание и составление структурной схемы приемника КВ диапазона с повышенной чувствительностью и избирательностью.....	59
Пример 1.18 Описание и составление структурной схемы приемника ДВ диапазона с магнитной антенной .....	60
2. РАСЧЕТ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ .....	61
2.1. Расчет входных цепей .....	61
Пример 2.1.....	64
Пример 2.2.....	66
Пример 2.3.....	67

2.2. Расчет резонансного усилителя радиочастоты .....	69
Пример 2.4.....	72
2.3. Расчет контура гетеродина .....	74
Пример 2.5.....	79
2.4. Расчет входной цепи и контура гетеродина с блоком переменных индуктивностей .....	80
Пример 2.6.....	84
<b>3. РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ</b>	
<b>НАСТРОЙКИ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНИКА.....</b>	<b>90</b>
3.1. Настройка тракта промежуточной частоты .....	90
3.2. Настройка блока радиочастоты.....	91
3.3. Контроль диапазонов принимаемых частот (волн).....	95
3.4. Контроль чувствительности приемника.....	97
Контроль чувствительности по напряжению со входа внешней антенны в диапазонах ДВ, СВ, КВ.....	99
Контроль чувствительности по напряженности поля для внутренней (магнитной) антенны в диапазонах ДВ и СВ.....	101
3.5. Контроль избирательности приемника .....	102
Снятие характеристик избирательности по соседнему каналу односигнальным методом .....	102
Снятие характеристик избирательности по зеркальному каналу приема односигнальным методом.....	103
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>104</b>

Учебное издание

Левашов Юрий Александрович

## **ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Редактор Л.И. Александрова  
Компьютерная верстка М.А. Портновой

Лицензия на издательскую деятельность ИД № 03816 от 22.01.2001

Подписано в печать 22.04.2004. Формат 60×84/16.  
Бумага писчая. Печать офсетная. Усл. печ. л. 6,28.  
Уч.-изд. л. 5,2. Тираж 100 экз. Заказ

---

Издательство Владивостокского государственного университета  
экономики и сервиса

690600, Владивосток, ул. Гоголя, 41  
Отпечатано в типографии ВГУЭС  
690600, Владивосток, ул. Державина, 57

10

8