

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра «Технологии мобильной связи»

РАСЧЕТ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА

Курсовая работа по дисциплине МАТСККК

Выполнил студент гр. _____

Проверил _____

Ташкент 201_

1. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Разработать принципиальную схему высокочастотного (ВЧ) тракта радиоприёмного устройства, имеющего технические характеристики, указанные в таблице

Вариант _____

| № вар. | Рабочий диапазон частот | Чувствительность, E_{ϕ} , мкВ | Вид модуляции принимаемого сигнала | Количество каналов приема | Полоса частот сигнала, ПС, кГц | Коэффициент частотных искажений O_{ϕ} , дБ | Избирательность по соседнему каналу, $O_{ск}$, дБ | Избирательность по зеркальному каналу, $O_{зк}$, дБ | Избирательность по промежуточной частоте, $O_{пр}$, дБ | Элементная база | Рассчитываемый тракт | Тип антенны |
|--------|-------------------------|------------------------------------|------------------------------------|---------------------------|--------------------------------|---|--|--|---|-----------------|----------------------|-------------|
| | | | | | | | | | | | | |

Задание принял студент _____

Задание выдал _____

Срок сдачи готовой курсовой работы « ____ » _____ 201 ____ г.

Оглавление

| | |
|--|----|
| 1. ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ВЧ ТРАКТА ПРИЕМНИКА..... | 4 |
| 1.1. Определение необходимой полосы пропускания каскадов высокочастотного тракта | 4 |
| 1.2. Выбор промежуточной частоты приемника..... | 4 |
| 1.3. Выбор сопряжения | 5 |
| 1.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника..... | 6 |
| 1.5. Обоснование типа и количества резонансных систем преселектора | 7 |
| 2. Обоснование типа и количества резонансных систем тракта ПЧ | 10 |
| 3. Обоснование количества каскадов усиления в ВЧ тракте приемника..... | 13 |
| 4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КАСКАДОВ | 16 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ | 22 |

1. ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ВЧ ТРАКТА ПРИЕМНИКА

1.1. Определение необходимой полосы пропускания каскадов высокочастотного тракта

В техническом задании указано значение полосы сигнала P_C . Определим верхнюю частоту сигнала из формулы:

- для ЧМ сигнала $P_C = 2F_B(1 + \psi)$;

$$F_B = P_C / 2(1 + \psi) = 14,5 / 2(1 + 3,3) = 1,106,7 \text{ (кГц)}$$

где ψ - индекс частотной модуляции, $\psi = 3,3$.

Спектр сигнала приведен на рис.1.

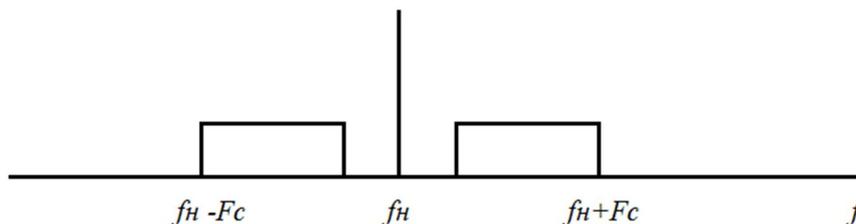


Рис.1. Спектр сигнала

1.2. Выбор промежуточной частоты приемника

В супергетеродинном приемнике частоты побочных каналов приема, которые должны быть подавлены преселектором, и частота гетеродина f_H зависят от выбранной для данного приемника промежуточной частоты $f_{ПЧ}$ (при однократном преобразовании) или от выбранных промежуточных частот $f_{ПЧ1}, f_{ПЧ2}, \dots, f_{ПЧN}$ (при многократном преобразовании). Поэтому, прежде чем приступить проектированию радиотракта, следует выбрать промежуточную частоту $f_{ПЧ}$ (или промежуточные частоты).

В соответствии с требованием минимальной сложности приемника проектирование начинается с выбора структуры приемника с одним преобразованием частоты. Значение промежуточной частоты выбирают из числа нормализованных значений промежуточной частоты, определенных

стандартом. Нормализованные значения $f_{ПР}$ для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов лежат в следующих пределах:

110 ... 115; 210 ... 215; 445 ... 10,7; 720 ... 750; 910 ... 930 кГц;
1,5...1,6; 2,1...2,2; 3,0...3,2 МГц.

Для профессиональных приемников УКВ и СВЧ диапазонов используются следующие значения нормализованной промежуточной частоты:

10, 30, 70, 120 МГц.

Для радиовещательных приемников сигналов с амплитудной модуляцией – 110; 10,7; 1840 кГц.

Для радиовещательных приемников ЧМ сигналов – 6,5; 10,7 МГц.

Для телевизионных вещательных приемников $f_{ПР}=31,5$ МГц (канал звука) и $f_{ПР}= 38$ МГц (канал изображения).

При выборе промежуточной частоты необходимо учесть следующее:

- промежуточную частоту $f_{ПР}$ следует выбирать вне диапазона частот принимаемого сигнала, как правило, $f_{ПР}$ выбирают ниже минимальной частоты рабочего диапазона;

- чем ниже промежуточная частота, тем легче обеспечить в тракте промежуточной частоты требуемую избирательность по соседнему каналу, но труднее обеспечить требуемую избирательность по побочным каналам приема в преселекторе.

В проектируемом приемнике возьмём $f_{ПР}=10,7$ кГц

1.3. Выбор сопряжения

При выборе сопряжения следует учитывать следующие соображения:

- при верхнем сопряжении ($f_{Г} > f_{С}$) уменьшается вероятность появления "свистящих точек" в рабочем диапазоне, что важно в диапазонах ДВ, СВ, КВ (до 20 МГц); *необходимо* указать причину влияния типа сопряжения на вероятность появления интерференционных помех;

- при нижнем сопряжении ($f_{Г} < f_{С}$) удается выполнить гетеродин с большей стабильностью частоты, что важно в диапазонах УКВ и КВ при $f_{С} \geq 20$ МГц.

В разрабатываемом приемнике используем нижнее сопряжение ($f_{\Gamma} < f_c$).

В УКВ диапазоне $f_{c\text{мин}}=98$ МГц, $f_{c\text{макс}}=106,7$ МГц.

Рассчитаем значения f_{3K} и f_{Γ} на крайних частотах принимаемого диапазона:

$$f_{\Gamma\text{мин}} = f_{c\text{мин}} - f_{\text{ПР}} = 98 - 10,7 = 87,3 \text{ (МГц)};$$

$$f_{\Gamma\text{макс}} = f_{c\text{макс}} - f_{\text{ПР}} = 106,7 - 10,7 = 96 \text{ (МГц)};$$

$$f_{3K\text{мин}} = f_{\Gamma\text{мин}} - f_{\text{ПР}} = 87,3 - 10,7 = 76,6 \text{ (МГц)};$$

$$f_{3K\text{макс}} = f_{\Gamma\text{макс}} - f_{\text{ПР}} = 96 - 10,7 = 85,3 \text{ (МГц)};$$

На рис.2 изображено взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_{Γ} и зеркального канала f_{3K} .

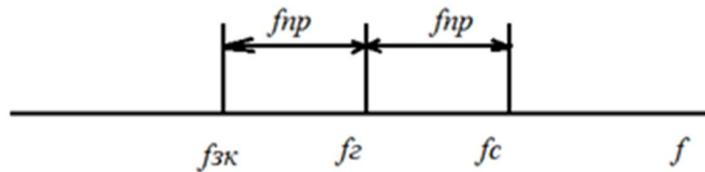


Рис.2. Взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_{Γ} и зеркального канала f_{3K}

1.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника

Заданный коэффициент частотных искажений σ_{Π} распределяется между трактом ПЧ ($\sigma_{\Pi.ПЧ}$) и преселектором ($\sigma_{\Pi.ТРЧ}$). Должно соблюдаться условие:

$$\sigma_{\Pi} \leq \sigma_{\Pi.ТРЧ} + \sigma_{\Pi.ПЧ}.$$

Обычно $\sigma_{\Pi.ПЧ} > \sigma_{\Pi.ТРЧ}$, т.к. полоса тракта ПЧ более узкая.

Коэффициент частотных искажений тракта ПЧ:

$$\sigma_{\Pi.ПЧ} = \sigma_{\Pi 1} + \sigma_{\Pi 2},$$

где $\sigma_{\Pi 1}$ - коэффициент частотных искажений основной избирательной системы тракта ПЧ, обычно $\sigma_{\Pi 1} = 3 \div 6 \text{ дБ} = 1,41 \div 2$ раза;

$\sigma_{П2}$ - коэффициент частотных искажений вспомогательных широкополосных контуров, обычно $\sigma_{П2} \leq 1\text{дБ} = 1,122$ раза.

Возьмем $\sigma_{П.ТРСЧ}=2$ дБ; $\sigma_{П.ТПЧ} = 4$ дБ ($\sigma_{П1}=2$ дБ, $\sigma_{П2}=2$ дБ).

1.5. Обоснование типа и количества резонансных систем преселектора

Назначение преселектора является основанием для выбора типа его резонансных систем:

- преселектор должен обеспечить заданную избирательность по зеркальному каналу при допустимом коэффициенте частотных искажений;
- преселектор должен ослабить сильные помехи от местных станций, которые могут вызвать перекрестную модуляцию в нелинейном каскаде (такие помехи создаются, в основном, в диапазонах ДВ и СВ);
- преселектор должен обеспечить минимально возможный коэффициент шума приемника (важно в диапазонах КВ и особенно, УКВ).

Одноконтурный преселектор наиболее прост. Поэтому сначала проверим возможность выполнения такого преселектора. Уравнение резонансной характеристики одиночного контура:

$$\sigma = \sqrt{1 + (Q_{\text{Э}}\alpha)^2}.$$

Используя это уравнение, определим, какой должна быть эквивалентная добротность контура для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу,

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}},$$

где $\alpha_{\text{ЗК}}$ - обобщенная расстройка по зеркальному каналу на максимальной частоте f ,

$$\alpha_{\text{ЗК}} = \left| \frac{f_{\text{ЗК}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{ЗК}}} \right| = \left| \frac{85,3}{106,7} - \frac{106,7}{85,3} \right| = 0,45.$$

Расчет произведём на максимальной частоте диапазона, т.к. на этой частоте более широкая полоса контура и избирательность получается наихудшей.

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{100^2 - 1}}{0,45} = 222$$

Полученное значение $Q_{\text{Э}}$ сравним с конструктивно выполнимой добротностью $Q_{\text{К}}$ (см. таблицу 3.1 [2]). Эквивалентная добротность всегда меньше конструктивной в γ раз из-за шунтирования контура транзистором и антенной.

Коэффициент шунтирования γ равен:

$$\gamma = \gamma_{\text{T}} \cdot \gamma_{\text{А}}.$$

Коэффициент шунтирования входной проводимостью полевого транзистора $\gamma_{\text{T}} = 1,1 \div 1,5$ (чем выше частота, тем больше γ_{T}).

Коэффициент шунтирования входной проводимостью полевого транзистора, а также коэффициент шунтирования выходной проводимостью любого транзистора близок к 1 ($\gamma_{\text{T}} = 1,01 \div 1,1$).

Коэффициент шунтирования антенной $\gamma_{\text{А}} = 1$.

$$\gamma = 1,1 \cdot 1 = 1,1$$

$$Q_{\text{К}} = Q_{\text{Э}} \cdot \gamma = 222 \cdot 1,1 = 250.$$

Определим коэффициент частотных искажений контура с такой добротностью,

$$\sigma_{\text{П}} = 1 + \left[\frac{Q_{\text{Э}} \Pi_{\text{Р}}}{f} \right]^2,$$

где $\Pi_{\text{Р}}$ - расчетная полоса пропускания, $\Pi_{\text{Р}} = \Pi_{\text{С}} + 2\Delta f_{\text{СОПР}}$,

$\Delta f_{\text{СОПР}}$ - погрешность сопряжения контуров преселектора и гетеродина (таблица 3.2 [2]);

f - минимальная частота диапазона.

Расчет производится на минимальной частоте диапазона, т.к. на этой частоте полоса наиболее узкая и частотные искажения получаются наибольшими.

$$P_P = P_C + 2\Delta f_{COПP} = 14,5 + 2 * 300 = 614,5 \text{ (кГц)}.$$

$$\sigma_{\Pi} = 1 + \left[\frac{Q_{\text{Э}P_P}}{f} \right]^2 = 1 + \left[\frac{222 * 614,5}{98000} \right]^2 = 2,94 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 9,4 \text{ дБ}.$$

Такая система не удовлетворяет требованиям. Усложним преселектор.

Усложнение резонансной системы преселектора заключается в увеличении количества резонансных контуров. Возможны, следующие варианты:

- использование одиночных контуров (двух или трех): один контур во входной цепи, второй контур в УРЧ1, третий контур (если он нужен) в УРЧ2;

- использование двухконтурной резонансной системы во входной цепи.

В проектируемом приемнике используем преселектор с **n** одиночными контурами (**n=2**) имеет резонансную характеристику, описываемую уравнением:

$$\sigma = \sqrt{1 + (Q_{\text{Э}}\alpha)^2}.$$

Используя это уравнение, определим, какой должна быть эквивалентная добротность контура для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу,

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt[2]{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}} - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{100 - 1}}{0,45} = 22.$$

возьмём $Q_{\text{Э}} = 35$, $Q_{\text{К}} = 35 * 1,1 = 38,5$.

Определим коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{35 * 614,5}{98000} \right)^2} \right)^2 = 1 + \left(\frac{35 * 614,5}{98000} \right)^2 = 1,05 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 0,4 \text{ дБ}.$$

Определим избирательность по промежуточной частоте:

$$\sigma_{\text{пр}} = 1 + (Q_{\text{э}} \alpha_{\text{пр}})^2 .$$

$$\alpha_{\text{пр}} = \left| \frac{f_{\text{пр}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{пр}}} \right| = \left| \frac{10,7}{98} - \frac{98}{10,7} \right| = 9;$$

$$\sigma_{\text{пр}} = 1 + (35 * 9)^2 = 99200 \text{ или } 100 \text{ дБ.}$$

Избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{\text{зк}} = 1 + (35 * 0,45)^2 = 249 \text{ или } 47,9 \text{ дБ.}$$

На основании проделанных расчетов приведем функциональную схему преселектора с указанием основных сведений о каскадах преселектора (рис.3).

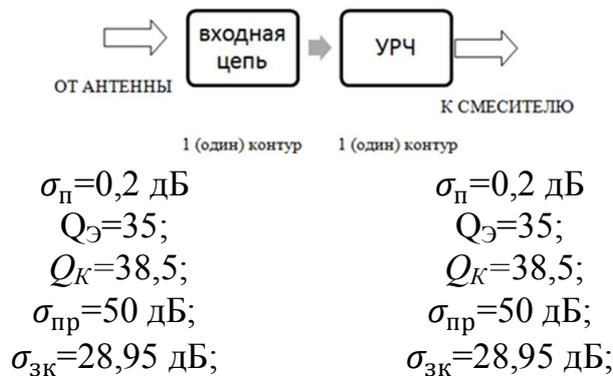


Рис.3. Функциональная схема преселектора

2. Обоснование типа и количества резонансных систем тракта ПЧ

Назначение резонансных систем тракта промежуточной частоты (ПЧ) - обеспечение заданной избирательности по соседнему каналу при допустимых частотных искажениях.

В диапазоне УКВ резонансные системы тракта ПЧ могут стать главной причиной нелинейных искажений сигнала. Чтобы избежать этого, резонансные системы тракта ПЧ в этом диапазоне должны иметь линейную фазо-частотную характеристику (ФЧХ).

Резонансные системы тракта ПЧ можно разделить на резонансные системы высокой избирательности и вспомогательные широкополосные (ШП) одиночные контура с низкой избирательностью.

Резонансные системы высокой избирательности - это пьезокерамические, электромеханические и т.п. фильтры (все они в дальнейшем будут обозначаться ПКФ), многосвязные LC-фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) и двухконтурные полосовые фильтры. Эти резонансные системы нужно размещать в начале тракта ПЧ, чтобы соседний канал был подавлен сразу же и не мог вызвать перекрестную модуляцию в последующих каскадах.

Вспомогательный ШП контур обычно является нагрузкой последнего каскада УПЧ. Этот контур шунтируется входным сопротивлением детектора, вменяющимся при изменении уровня входного сигнала.

Вспомогательный контур включается также на входе (иногда и на выходе) ПКФ для согласования фильтра с транзистором. Кроме того, резонансная характеристика ПКФ при больших расстройках ($\Delta f > \Delta f_{СК}$) имеет выбросы, ухудшающие избирательность ПКФ по удаленным по частоте помехам. Включение вспомогательного ШП контура помогает подавить эти выбросы.

При выборе типа резонансных систем тракта ПЧ нужно учитывать следующие обстоятельства:

- предпочтительнее использовать фильтры заводского изготовления (ПКФ), но использовать их можно только в том случае, когда параметры ПКФ соответствуют требованиям к тракту ПЧ:

- ФСС трудно выполнить, если число звеньев фильтра $n > 6$;

- линейную ФЧХ в пределах полосы пропускания на уровне 0,5 имеют одиночные контура и двухконтурные фильтры с критической связью между контурами;

- ФЧХ ПКФ можно считать линейной в пределах полосы $P = (0,7 \div 0,5) \cdot P_{0,5}$;

- УПЧ, в нагрузке которого стоит ШП контур, имеет больший коэффициент усиления, чем УПЧ с резисторной нагрузкой.

В проектируемом приемнике используем ПКФ. Подбор ПКФ (таблица 1) произведем по трем параметрам.

- частота настройки ПКФ должна быть равна промежуточной частоте 10,7 кГц;

- избирательность по соседнему каналу ПКФ должна быть не хуже заданной;

- полоса пропускания ПКФ на уровне $\sigma_{П}$ должна быть равна (или немного больше) полосы сигнала $П_{С}$ на уровне $\sigma_{П}$.

Таблица 1

Параметры пьезокерамических и электромеханических фильтров

| Тип фильтра | f_0 , кГц | $П$, кГц | $\sigma_{П}$, дБ | $\sigma_{СК}$, дБ | B_0 , дБ | $R_{ВХ}$, кОм | $R_{ВЫХ}$, кОм |
|----------------|----------------|--------------|----------------------|-----------------------|---------------|-------------------|--------------------|
| ЭМФП-5-10,7-6 | 10,7 | 5,6÷6,4 | 3 | 56 | 2,5 | 1 | 10 |
| ЭМФП-5-10,7-9 | 10,7 | 8,4÷9,6 | 3 | 42 | 3 | 1 | 10 |
| ЭМФП-5-10,7-13 | 10,7 | 12,2÷13,8 | 3 | 26 | 3,5 | 1 | 10 |
| ЭМФП-6-10,7 | 10,7 | 5,2÷6,8 | 3 | 56 | 2,5 | 1 | 10 |
| ПФШ-1 | 10,7 | 6,5÷10 | 6 | 37 | 8 | 1,2 | 0,6 |
| ПФШ-1М | 10,7 | 7,0÷9,5 | 6 | 40 | 8 | 1,2 | 0,6 |
| ПФШ-2 | 10,7 | 3,5÷12,5 | 6 | 40 | 8 | 1,2 | 0,6 |
| ПФШ-4-1 | 10,7 | 7,0÷10 | 6 | 15 | 1 | 2 | 1 |
| ПФШ-4-2 | 10,7 | 7,0÷10 | 6 | 22 | 2 | 2 | 1 |
| ПФШ-4-3 | 10,7 | 7,0÷10 | 6 | 31 | 4 | 2 | 1 |
| ПФШ-5-3 | 10,7 | 9,0÷14 | 6 | 22 | 4 | 2 | 1 |
| ПФШ-022 | 10,7 | 10,5÷14,5 | 6 | 26 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-023 | 10,7 | 8,0÷11,5 | 6 | 40 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-024 | 10,7 | 8,0÷11,5 | 6 | 35 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-024 | 10,7 | 7,5÷8,5 | 6 | 35 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-025 | 10,7 | 8,0÷11,5 | 6 | 30 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-026 | 10,7 | 7,0÷10,5 | 6 | 26 | 9,5 | 2 | 2 |
| ПФШ-041 | 10,7 | 4,6÷7,8 | 6 | 55 | 12 | 2 | 2 |
| ПФШ-042 | 10,7 | 4,6÷7,0 | 6 | 50 | 12 | 2 | 2 |
| ПФШ-043 | 10,7 | 4,6÷7,0 | 6 | 46 | 12 | 2 | 2 |
| ПФШ-049а | 10700 | 98÷200 | 6 | 26 ^x | 10 | 0,33 | 0,33 |
| ПФШ-049б | 10700 | 200÷280 | 6 | 26 ^{xx} | 10 | 0,33 | 0,33 |

Примечания:

- ^x – при $\Delta f_{СК}=252,5$ кГц ;
- ^{xx} – при $\Delta f_{СК}=292$ кГц .

Используем ПКФ ПФШ-022.

На основании расчетов приведем функциональную схему тракта ПЧ (рис.4).

Например, пусть всю избирательность $\sigma_{СК}$ выполнит ПКФ, у которого полоса на уровне 6 дБ равна P_C .

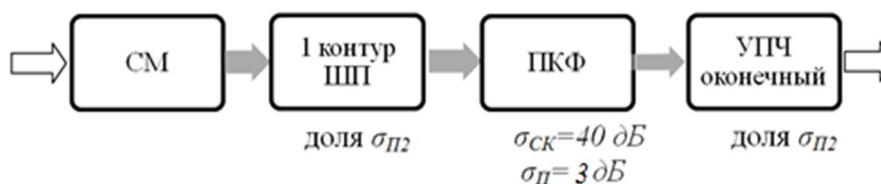


Рис.4. Функциональная схема тракта ПЧ (пример)

3. Обоснование количества каскадов усиления в ВЧ тракте приемника

Усилителей в ВЧ тракте приемника должно быть столько, сколько нужно для обеспечения заданной чувствительности. Общий коэффициент усиления всех каскадов до детектора должен быть равен:

$$K_{ОБЩ} = \frac{AU_{ВХД}}{E_A h_D m_H},$$

где A - коэффициент запаса, $A = 1,3 \div 1,5$;

- $U_{ВХД}$ - напряжение на входе детектора; в типовых диодных детекторах, искажения из-за нелинейности детекторной характеристики отсутствуют при $U_{ВХД} \geq 0,5 \div 1$ В;

- h_D - действующая высота антенны, т.к. чувствительность E_A задана в вольтах, то считаем $h_D = 1$;

- m_H - глубина модуляции нормально модулированного сигнала, $m_H = 0,3$.

В тракте ВЧ этот коэффициент усиления получается в результате перемножения коэффициентов усиления всех каскадов до детектора, т.е.

$$K_{\text{ОБЩ}} = K_{\text{ВЦ}} \cdot K_{\text{УРЧ}} \cdot K_{\text{СМ}} \cdot K_{\text{УПЧ}_1} \cdot \dots \cdot K_{\text{УПЧ.ОК}}$$

Коэффициенты усиления каскадов определяются ориентировочно следующим образом:

- $K_{\text{ВЦ}}$ - коэффициент передачи входной цепи. В приемнике на полевых транзисторах $K_{\text{ВЦ}} < 1$, можно ориентировочно считать, что $K_{\text{ВЦ}} \approx 0,1$. В приемнике на полевых транзисторах $K_{\text{ВЦ}} = 2 \div 5$;

- $K_{\text{УРЧ}}$ - коэффициент усиления всех УРЧ, имеющих в преселекторе. Если УРЧ нет, то $K_{\text{УРЧ}} = 1$. Коэффициент усиления одного каскада УРЧ не должен превышать устойчивого коэффициента усиления $K_{0.\text{УСТ}}$.

Ориентировочно можно считать, что

$$K_{0.\text{УСТ}} = \sqrt{|K_{\text{УСТ}} - 1| 2 \frac{Y_{21}}{Y_{12}}}, \quad (3.13)$$

где $|K_{\text{УСТ}} - 1| = (0,1 \div 0,2)$;

Y_{21}, Y_{12} - параметры транзистора на максимальной частоте диапазона;

$Y_{21} = 3,9 \cdot 10^{-2}$ См;

$Y_{12} = 1,727 \cdot 10^{-6}$ См.

$K_{\text{УПЧ}_i}$ - коэффициент усиления i -го УПЧ, он сильно зависит от вида нагрузки. Но в любом случае он не превышает устойчивого коэффициента усиления. Поэтому следует определить устойчивый коэффициент усиления УПЧ, подставляя в формулу значения Y -параметров на промежуточной частоте. УПЧ с широкополосным контуром в нагрузке может иметь коэффициент усиления близкий к устойчивому. Несколько меньший коэффициент усиления дает УПЧ с двухконтурным фильтром. УПЧ с резисторной нагрузкой обычно имеет коэффициент усиления не больше $5 \div 12$;

$K_{\text{СМ}}$ - коэффициент усиления смесителя, он сильно зависит от коэффициента передачи фильтра в его нагрузке. В предварительном расчете можно считать, что $K_{\text{СМ}} = (0,5 \div 1) K_{\text{УПЧ.ШП}}$, где $K_{\text{УПЧ.ШП}}$ - коэффициент усиления широкополосного УПЧ;

$K_{\text{УПЧ.ОК}}$ - коэффициент усиления оконечного УПЧ. В каскадах на полевых транзисторах можно считать, что $K_{\text{УПЧ.ОК}} = K_{\text{УПЧ.ШП}}$.

В приемниках ЧМ сигналов окончательный УПЧ - это ведущий каскад частотного детектора. Он имеет достаточно большой коэффициент усиления. Ориентировочно можно считать $K_{УПЧ.ОК} = 40 \div 50$.

В проектируемом приемнике ЧМ сигналов на полевых транзисторах общий коэффициент усиления должен быть равен $K_{ОБЩ} = 4 \cdot 10^5$.

По расчету получилось для УРЧ $K_{0.УСТ} = 8,37$, для УПЧ $K_{0.УСТ} = 42,78$, $K_{УПЧ.ОК} = 107,2$. Тогда можно задаться значениями $K_{ВЦ} = 0,1$, $K_{УРЧ} = 8$, $K_{СМ} = 20$, $K_{УПЧ1} = 40$, $K_{УПЧ.ОК} = 110$. Эти каскады вместе дадут усиление:

$$K_0 = 0,1 \cdot 8 \cdot 20 \cdot 40 \cdot 110 = 70400.$$

Чтобы получить нужное усиление, нужно иметь еще один каскад с коэффициентом усиления $K_0=5,7$. Такое усиление может дать второй УПЧ, стоящий перед окончательным УПЧ. Его нагрузку можно сделать резисторной.

Нужно иметь в виду, что эти расчеты очень грубые. Реальные коэффициенты усиления, полученные в электрических расчетах каскадов могут существенно отличаться от значений, полученных здесь. Поэтому при проведении электрических расчетов нужно корректировать функциональную схему тракта: добавлять каскад, усиления, если реальные коэффициенты усиления оказались меньше, чем в предварительном расчете, или убирать лишней каскад усиления.

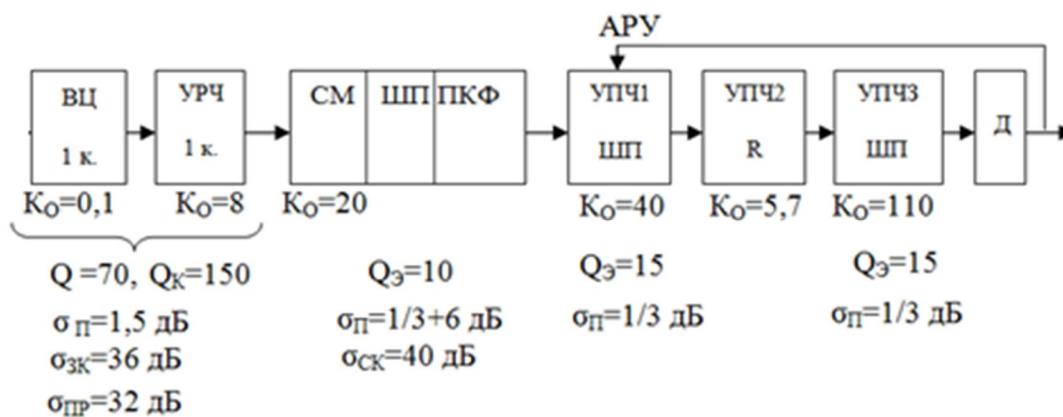


Рис.4. Функциональная схема ВЧ тракта

4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КАСКАДОВ

Расчет усилителя радиочастоты

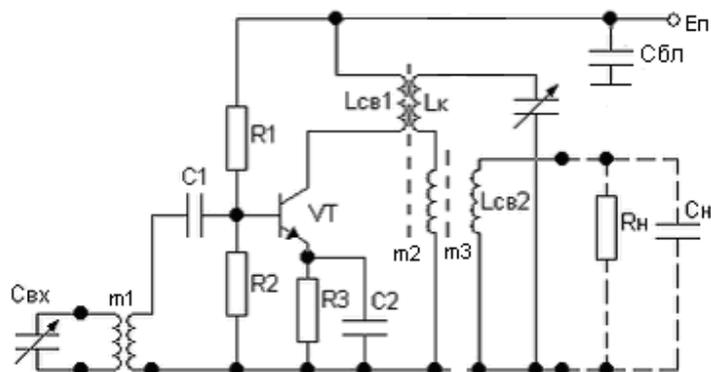


Рис.5. Принципиальная схема УРЧ

Обобщённая расстройка, на частоте зеркального канала $f_{зк}$, которую должен обеспечить УРЧ: $\xi_{УРЧЗК} = \xi_{ПРЕСЗК} - \xi_{ВЦЗК} = 13 - 7,8 = 5,2\text{дБ}$.

Следовательно, эквивалентное затухание, которое должен обеспечить УРЧ:

$$d_{\text{ЭР}} = \frac{f_{зк} - f_{0o}}{f_{0o} f_{зк}} = \frac{91,35 - 69,95}{69,95 \cdot 91,35} \approx 0,012.$$

$$\text{Добротность контура: } Q = \frac{1}{0,7d_{\text{ЭР}}} = \frac{1}{0,7 \cdot 0,012} = 119.$$

Данная добротность реализуема.

В качестве активного элемента УРЧ был выбран 2SA256. Транзистор должен удовлетворять условию: $f_{Y21} \geq 3f_{0\text{MAX}}$, где f_{Y21} - граничная частота крутизны характеристики в схеме с ОЭ, при которой Y_{21} падает до уровня 0,7 от своего низкочастотного значения, а $f_{0\text{MAX}}$ - максимальная частота принимаемых сигналов.

Данное условие выполняется: $230 \cdot 10^6 > 225,3 \cdot 10^6$.

Параметры рабочей точки: $U_{KЭ0} = 8\text{В}$, $I_{K0} = 53\text{мА}$, $I_{Б0} = 0,3\text{мА}$, $U_{БЭ0} = 1,07\text{В}$.

g - параметры данного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, можно рассчитать по приближенным формулам [2]:

$$g_{11} = \frac{1 + \beta_0 \gamma_{ГР} \gamma_S}{\beta_0 h_{11Б} (1 + \gamma_S^2)} = \frac{1 + 105 \cdot 0,233 \cdot 0,3}{105 \cdot 25 (1 + 0,3^2)} = 2,9 \text{ мСм};$$

$$g_{21} = \frac{\beta_0}{h_{11Б} (1 + \beta_0) (1 + \gamma_S^2)} = \frac{105}{25 (1 + 105) (1 + 0,3^2)} = 36,35 \text{ мСм};$$

$$g_{22} = \frac{\omega \tau_K \gamma_S}{h_{11Б} (1 + \gamma_S^2)} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 64,8 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 0,3}{25 (1 + 0,3^2)} = 0,45 \text{ мСм};$$

$$\text{где } \beta_0 = h_{21Э} = 105; \gamma_S = \frac{f_C}{f_{Y21}} = \frac{69,95 \cdot 10^6}{230 \cdot 10^6} \approx 0,3; \gamma_{ГР} = \frac{f_C}{f_{ГР}} = \frac{69,95 \cdot 10^6}{300 \cdot 10^6} \approx 0,233;$$

$f_{ГР}$ - предельная частота усиления тока в схеме с ОЭ.

Расчет элементов цепи питания.

1. Допустимое изменение тока коллектора:
 $\Delta I_{K0} = 0,1 \cdot I_K'' = 0,1 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 20 \text{ мА}.$

2. Сопротивления в цепи эмиттера определяется приближенной формулой:

$$R_{Э} = \frac{(0,15 \div 0,2) E_{П}}{I_{K0} + I_{Б0}} = \frac{0,175 \cdot 12}{(53 + 0,3) \cdot 10^{-3}} \approx 39 \text{ Ом}.$$

3. Изменение обратного тока коллектора:

$$\Delta I_{K0}^* = I_{K0}^* (e^{0,1 \Delta t} - 1) = 30 \cdot 10^{-6} (e^{0,1 \cdot 43} - 1) = 2,2 \text{ мА}.$$

4. Коэффициент нестабильности для схемы температурной стабилизации:

$$N_S = \frac{\Delta I_{K0}}{\Delta I_{K0}^*} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 9,1.$$

5. Коэффициент усиления по току в схеме с общей базой:

$$\alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{11} + g_{21}} = \frac{36,35}{2,6 + 36,35} = 0,93.$$

6. Расчёт сопротивлений делителя:

$$R_{ДЕЛ} = \frac{(N_S - 1) \cdot R_{Э}}{1 - N_S (1 - \alpha_0)} = \frac{(9,1 - 1) \cdot 39}{1 - 9,1 (1 - 0,91)} = 1745 \text{ Ом}.$$

$$R_1 = R_{ДЕЛ} \cdot \frac{E_{П}}{E_{П} - U_{БЭ0} - (I_{K0} + I_{Б0}) \cdot R_{Э} - R_{ДЕЛ} \cdot I_{Б0}} =$$

$$= 1745 \cdot \frac{12}{12 - 1,07 - (53 + 0,3) \cdot 10^{-3} \cdot 39 - 1745 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_1 \approx 2,4 \text{ кОм}$ из стандартного ряда сопротивлений E24.

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ДЕЛ}}{R_1 - R_{ДЕЛ}} = \frac{2400 \cdot 1745}{2400 - 1745} = 6,4 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_2 \approx 6,2 \text{ кОм}$ из стандартного ряда сопротивлений E24.

Определяем вещественную составляющую входной проводимости каскада УРЧ с учетом сопротивлений делителя:

$$g_{ВХ.УРЧ} = g_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = 2,9 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{2400} + \frac{1}{6200} = 3,5 \text{ мСм}.$$

Во избежание излишней отрицательной обратной связи по переменному току выбираем значение емкости в цепи эмиттера C_2 , из условия:

$$C_2 \geq \frac{10Y_{21}}{\omega_{MIN}} = \frac{10 \cdot 38 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 64,8 \cdot 10^6} \approx 983 \text{ нФ}.$$

Из стандартного ряда выбираем номинал $C_2 = 1000 \text{ нФ}$.

Емкость блокировочного конденсатора в цепи питания выбираем аналогично:

$$C_{БЛ} \geq (20 \dots 30) \frac{g_{22}}{\omega_{MIN}} = \frac{25 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 64,8 \cdot 10^6} = 27,6 \text{ нФ}.$$

Из стандартного ряда выбираем номинал $C_{БЛ} = 27 \text{ нФ}$.

Разделительный конденсатор $C_1 = 115 \text{ мкФ}$.

Индуктивность контура выбираем аналогично входной цепи:
 $L_K = 7,64 \text{ мкГн}$.

Резонансная проводимость колебательного контура:

$$g_K = \frac{1}{\omega_0 L_K Q_K} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 69,95 \cdot 10^6 \cdot 7,64 \cdot 10^{-6} \cdot 123} = 6,7 \text{ мСм}.$$

В данной схеме $K_{0УРЧ}$ на верхней частоте диапазона имеет наибольшее значение. Влияние внешних цепей на параметры колебательного контура будет наибольшим также на верхней частоте, поэтому коэффициенты включения (трансформации) m_2 и m_3 выбирают, исходя из допустимого влияния внешних цепей на параметры колебательного контура, именно на максимальной расчетной частоте. В пределах рассчитываемого диапазона m_2 и m_3 от частоты настройки не зависят.

Рассчитываем значение m_2 :

- из условия допустимого коэффициента удлинения $k_{уд} = 1,2$:

$$m_{2D} \leq \sqrt{\frac{k_{VD} - 1}{2} \frac{g_K}{g_{22}}} = \sqrt{\frac{1,2 - 1}{2} \cdot \frac{6,7}{0,45}} = 1,5;$$

- из условия допустимого влияния внутренней обратной связи на устойчивость работы УРЧ:

$$m_{2V} \leq \frac{k_{VD} g_K}{2m_1 \sqrt{g_{21} \omega_{MAX} C_{12}}} = \frac{1,2 \cdot 6,7 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1 \sqrt{36,35 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 75,1 \cdot 10^6 \cdot 1000 \cdot 10^{-12}}} = 3;$$

- из условия расстройки контура не более, чем на половину полосы пропускания за счет подключения к нему $\Delta C_{ВЫХ}$:

$$m_{2f} \leq \sqrt{\frac{C_{KMIN} k_{VD}}{2\Delta C_{ВЫХ} Q_K}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2}{2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-12} \cdot 123}} = 0,44.$$

Из трех полученных значений выбираем меньшее $m_2 = \min\{m_{2D}, m_{2V}, m_{2f}\} = 0,44$, которое используем при дальнейших расчетах.

Рассчитываем значение m_3 :

- из условия допустимого коэффициента удлинения $k_{VD} = 1,2$:

$$m_{3СЛД} \leq \sqrt{\frac{(k_{VD} - 1)g_K - m_2^2 g_{22}}{g_{ВХПЧ}}} = \sqrt{\frac{6,7 \cdot 10^{-3} (1,2 - 1) - 0,44^2 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}}} = 0,1;$$

- из условия допустимой расстройки контура:

$$m_{3СЛф} \leq \sqrt{\frac{C_{KMIN} - m_2^2 \Delta C_{ВЫХ} Q_K}{\Delta C_{ВХПЧ} Q_K}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-12} - 0,44^2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-12} \cdot 123}{0,05 \cdot 10^{-12} \cdot 123}} = 0,51;$$

Из двух значений выбираем меньшее $m_{СЛЗ} = \min\{m_{3СЛД}, m_{3СЛф}\} = 0,1$, которое используем в дальнейших расчетах.

Рассчитаем значение индуктивностей катушек связи:

$$L_{CB1} = \frac{Lm_2^2}{k} = \frac{7,637 \cdot 10^{-6} \cdot 0,44^2}{0,5^2} = 6 \text{ мкГн};$$

$L_{CB2} = \frac{Lm_3^2}{k} = \frac{7,637 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1^2}{0,5^2} = 0,3 \text{ мкГн}$; где k - коэффициент магнитной связи между катушками, при однослойной намотке $k = 0,2 \dots 0,3$, при многослойной $k = 0,4 \dots 0,5$.

Резонансная проводимость колебательного контура на резонансной частоте и на крайних частотах диапазона: $g_K = \frac{1}{\omega L_K Q_K}$;

$$g_{Kf \min} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 64,8 \cdot 10^6 \cdot 7,64 \cdot 10^{-6} \cdot 123} = 0,028 \text{ мСм};$$

$$g_{Kfc} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 69,95 \cdot 10^6 \cdot 7,64 \cdot 10^{-6} \cdot 123} = 0,02 \text{ мСм};$$

$$g_{Kf \max} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 75,1 \cdot 10^6 \cdot 7,61 \cdot 10^{-6} \cdot 123} = 0,01 \text{ мСм}.$$

Резонансная проводимость эквивалентного контура на резонансной частоте и на крайних частотах диапазона: $g_{KЭ} = g_K + m_2^2 g_{ВЫХ} + m_3^2 g_{ВХПЧ}$;

$$g_{KЭfc} = g_{Kfc} + m_2^2 g_{ВЫХ} + m_3^2 g_{ВХПЧ} = (0,02 + 0,44^2 \cdot 0,45 + 0,1^2 \cdot 0,5) \cdot 10^{-3} = 0,06 \text{ мСм};$$

$$g_{KЭf \min} = g_{Kf \min} + m_2^2 g_{ВЫХ} + m_3^2 g_{ВХПЧ} = (0,028 + 0,44^2 \cdot 0,45 + 0,1^2 \cdot 0,5) \cdot 10^{-3} = 0,07 \text{ мСм};$$

$$g_{KЭf \max} = g_{Kf \max} + m_2^2 g_{ВЫХ} + m_3^2 g_{ВХПЧ} = (0,01 + 0,44^2 \cdot 0,45 + 0,1^2 \cdot 0,7) \cdot 10^{-3} = 0,05 \text{ мСм};$$

Эквивалентная добротность контура на резонансной частоте:

$$Q_{Э} = \frac{1}{\omega_0 L g_{KЭfc}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 69,95 \cdot 10^6 \cdot 7,61 \cdot 10^{-6} \cdot 0,06 \cdot 10^{-3}} = 190.$$

Резонансный коэффициент усиления:

$$K_{0ВРЧ} = \frac{|Y_{21}| m_2 m_3}{g_{KЭ}} = \frac{38 \cdot 10^{-3} \cdot 0,44 \cdot 0,1}{0,0610^{-3}} = 29,33.$$

Обобщённая расстройка, на частоте зеркального канала $f_{ЗК}$ равна:

$$\xi_{ВРЧ} = \frac{\frac{f_{ЗК} - f_{0c}}{f_{0c}}}{\frac{1}{Q_{Э}}} = \frac{\frac{91,35 - 69,95}{69,95}}{\frac{1}{190}} = 10 \text{ дБ}.$$

Результаты расчетов ВЧ тракта приемника

| Техническая характеристика тракта ВЧ | Требования задания | Результаты расчета | Примечание |
|--------------------------------------|--------------------|--------------------|------------|
| $\sigma_{ЗК.ВЦ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{ЗК.УРЧ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\Sigma\sigma_{ЗК}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{ПР.ВЦ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{ПР.УРЧ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\Sigma\sigma_{ПР}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{СК.ВЦ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{СК.УРЧ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\Sigma\sigma_{СК}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{П.ВЦ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\sigma_{П.УПЧ}, \text{дБ}$ | | | |
| $\Sigma\sigma_{П}, \text{дБ}$ | | | |
| $K_{ВЦ}$ | | | |
| $K_{УПЧ.ОК}$ | | | |
| $K_{ОБЩ}$ | | | |

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоприёмные устройства. Учебник для вузов/ Н.Н.Фомин, Н.Н.Буга, О.В.Головин и др.; Под ред.Н.Н. Фомина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.
2. Расчет высокочастотного тракта радиоприёмного устройства. Задание на курсовую работу и методические указания по разработке функциональной схемы. Д.Давронбеков. Ташкент, ТУИТ-2015.
3. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.: ил.
4. А.Абдуазизов. Электралоқа назарияси. (Дарслик). – Т.: «Фан ва технология», 2011, 416 б.
5. А.Абдуазизов, Д.Давронбеков. Радиоузатиш ва қабул қилиш қурилмалари. Ўқув қўлланма. –Т.: “Фан ва технология”, 2011, 272 б.