

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, $E_d$ , $\mu\text{KB}$	Вид модуляции принимаемого сигнала	Количество каналов приема	Полоса частот сигнала, $P_c$ , $\text{kHz}$	Кэф.фициент частотных искажений $B_{\text{ш}}$ , $\text{dB}$	Избирательность по соседнему каналу, $B_{\text{ск}}$ , $\text{dB}$	Избирательность по зеркальному каналу, $B_{\text{жк}}$ , $\text{dB}$	Избирательность по промежуточной частоте, $B_{\text{пр}}$ , $\text{dB}$	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 .....	11
3. Обоснование количества каскадов усиления в ВЧ тракте приемника.....	14
4. Электрический расчет каскадов .....	17
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  $\Pi_C$ . Определим верхнюю частоту сигнала из формулы:

- для АМ сигнала  $\Pi_C = 2F_B$ ;

$$F_B = \Pi_C / 2 = 4,5 / 2 = 2,25 \text{ (кГц)}$$

Спектр сигнала приведен на рис.1.

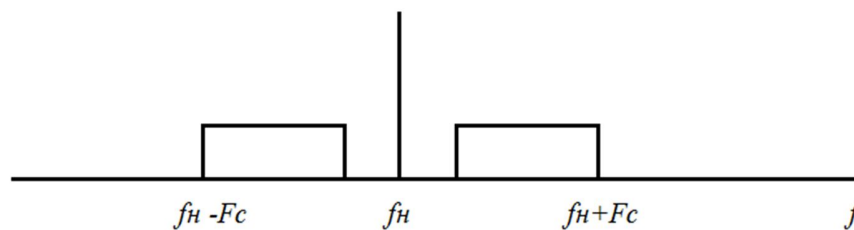


Рис.1. Спектр сигнала

### 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  $f_{\text{ПР}}$  для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов лежат в следующих пределах:

110 ... 115; 210 ... 215; 445 ... 465; 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; 465; 1840 кГц.

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

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

При выборе промежуточной частоты необходимо учесть следующее:

- промежуточную частоту  $f_{\text{ПР}}$  следует выбирать вне диапазона частот принимаемого сигнала, как правило,  $f_{\text{ПР}}$  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  $f_{\text{ПР}}=465$  кГц

### 1.3. Выбор сопряжения

При выборе сопряжения следует учитывать следующие соображения:

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

В разрабатываемом приемнике используем верхнее сопряжение ( $f_{\Gamma} > f_c$ ).

В ДВ диапазоне  $f_{c\text{мин}}=150$  кГц,  $f_{c\text{макс}}=408$  кГц.

Рассчитаем значения  $f_{3K}$  и  $f_{\Gamma}$  на крайних частотах принимаемого диапазона:

$$f_{\Gamma\text{мин}} = f_{c\text{мин}} + f_{\text{ПР}} = 150 + 465 = 615 \text{ (кГц)};$$

$$f_{\Gamma\text{макс}} = f_{c\text{макс}} + f_{\text{ПР}} = 408 + 465 = 873 \text{ (кГц)};$$

$$f_{3K\text{мин}} = f_{\Gamma\text{мин}} + f_{\text{ПР}} = 615 + 465 = 1080 \text{ (кГц)};$$

$$f_{3K\text{макс}} = f_{\Gamma\text{макс}} + f_{\text{ПР}} = 873 + 465 = 1338 \text{ (кГц)};$$

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

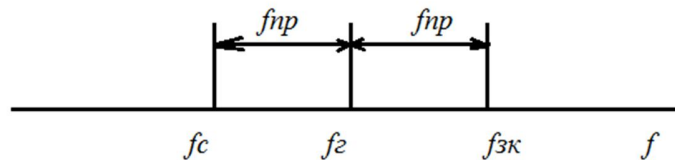


Рис.2. Взаимное расположение частот сигнала  $f_c$ , гетеродина  $f_{\Gamma}$  и зеркального канала  $f_{3K}$

#### 1.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника

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

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

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

Коэффициент частотных искажений тракта ПЧ:

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

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  $\sigma_{П.ТРЧ}=2$  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  $f$ ,

$$\alpha_{\text{ЗК}} = \left| \frac{f_{\text{ЗК}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{ЗК}}} \right| = \left| \frac{1338}{408} - \frac{408}{1338} \right| = 2,97.$$

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

$$Q_3 \geq \frac{\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}}{\alpha_{3K}} = \frac{\sqrt{177,8^2 - 1}}{2,97} = 59,8$$

Полученное значение  $Q_3$  сравним с конструктивно выполнимой добротностью  $Q_K$  (см. таблицу 3.1 [2]). Эквивалентная добротность всегда меньше конструктивной в  $\gamma$  раз из-за шунтирования контура транзистором и антенной.

Коэффициент шунтирования  $\gamma$  равен:

$$\gamma = \gamma_T \cdot \gamma_A.$$

Коэффициент шунтирования входной проводимостью биполярного транзистора  $\gamma_T = 1,1 \div 1,5$  (чем выше частота, тем больше  $\gamma_T$ ).

Коэффициент шунтирования входной проводимостью полевого транзистора, а также коэффициент шунтирования выходной проводимостью любого транзистора близок к 1 ( $\gamma_T = 1,01 \div 1,1$ ).

Коэффициент шунтирования антенной  $\gamma_A = 1$ .

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

$$Q_K = Q_3 \cdot \gamma = 59,8 \cdot 1,1 = 65,8.$$

Определим коэффициент частотных искажений контура с такой добротностью,

$$\sigma_{\Pi} = 1 + \left[ \frac{Q_3 \Pi_P}{f} \right]^2,$$

где  $\Pi_P$  - расчетная полоса пропускания,  $\Pi_P = \Pi_C + 2\Delta f_{COIP}$ ,

$\Delta f_{COIP}$  - 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.



$$P_P = P_C + 2\Delta f_{COПP} = 4,5 + 2 \cdot 3 = 10,5 \text{ (кГц)}.$$

$$\sigma_{\Pi} = 1 + \left[ \frac{Q_{\Sigma} P_P}{f} \right]^2 = 1 + \left[ \frac{59,8 \cdot 10500}{150000} \right]^2 = 18,5 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 25,4 \text{ дБ}.$$

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:

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

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

$$Q_{\Sigma} \geq \frac{\sqrt{\sqrt{2\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}}}}{\alpha_{3K}} = \frac{\sqrt{\sigma_{3K} - 1}}{\alpha_{3K}} = \frac{\sqrt{177,8 - 1}}{2,97} = 4,47.$$

$$\text{возьмём } Q_{\Sigma} = 10, Q_K = 10 \cdot 1,1 = 11.$$

Определим коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \left( \sqrt{1 + \left( \frac{10 \cdot 10500}{150000} \right)^2} \right)^2 = 1 + \left( \frac{10 \cdot 10500}{150000} \right)^2 = 1,5 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 3,5 \text{ дБ}.$$

Определим избирательность по промежуточной частоте:

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

$$\alpha_{\text{пр}} = \left| \frac{f_{\text{пр}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{пр}}} \right| = \left| \frac{465}{150} - \frac{150}{465} \right| = 2,78;$$

$$\sigma_{\text{пр}} = 1 + (10 * 2,78)^2 = 773,8 \text{ или } 57,7 \text{ дБ.}$$

Избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{\text{зк}} = 1 + (10 * 2,97)^2 = 883 \text{ или } 58,9 \text{ дБ.}$$

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

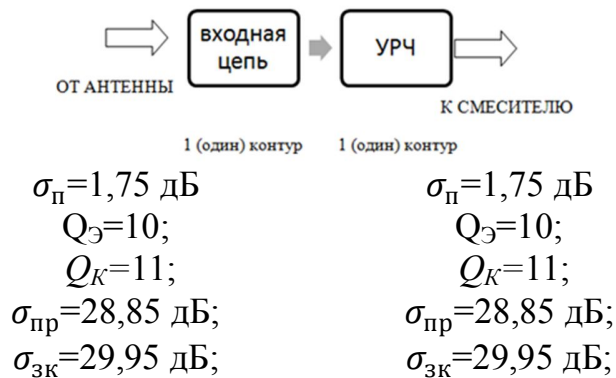


Рис.3. Функциональная схема преселектора

## 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), многозвенные 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  $\Pi=(0,7\div0,5)\cdot\Pi_{0,5}$ ;

- 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 465 кГц;

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

- полоса пропускания ПКФ на уровне  $\sigma_{\Pi}$  должка быть равна (или немного больше) полосы сигнала  $\Pi_C$  на уровне  $\sigma_{\Pi}$ .

Таблица 1

Параметры пьезокерамических и электромеханических фильтров

Тип фильтра	$f_0$ , кГц	$\Pi$ , кГц	$\sigma_{\Pi}$ , дБ	$\sigma_{СК}$ , дБ	$B_0$ , дБ	$R_{ВХ}$ , кОм	$R_{ВЫХ}$ , кОм
ЭМФП-5-465-6	465	5,6÷6,4	3	56	2,5	1	10
ЭМФП-5-465-9	465	8,4÷9,6	3	42	3	1	10
ЭМФП-5-465-13	465	12,2÷13,8	3	26	3,5	1	10
ЭМФП-6-465	465	5,2÷6,8	3	56	2,5	1	10
ПФШ-1	465	6,5÷10	6	37	8	1,2	0,6
ПФШ-1М	465	7,0÷9,5	6	40	8	1,2	0,6
ПФШ-2	465	3,5÷12,5	6	40	8	1,2	0,6
ПФШ-4-1	465	7,0÷10	6	15	1	2	1
ПФШ-4-2	465	7,0÷10	6	22	2	2	1
ПФШ-4-3	465	7,0÷10	6	31	4	2	1
ПФШ-5-3	465	9,0÷14	6	22	4	2	1
ПФШ-022	465	10,5÷14,5	6	26	9,5	2	2
ПФШ-023	465	8,0÷11,5	6	40	9,5	2	2
ПФШ-024	465	8,0÷11,5	6	35	9,5	2	2
ПФШ-024	465	7,5÷8,5	6	35	9,5	2	2
ПФШ-025	465	8,0÷11,5	6	30	9,5	2	2
ПФШ-026	465	7,0÷10,5	6	26	9,5	2	2
ПФШ-041	465	4,6÷7,8	6	55	12	2	2
ПФШ-042	465	4,6÷7,0	6	50	12	2	2

ПФШ-043	465	4,6÷7,0	6	46	12	2	2
ПФШ-049а	10700	150÷200	6	26 <sup>x</sup>	10	0,33	0,33
ПФШ-049б	10700	200÷280	6	26 <sup>xx</sup>	10	0,33	0,33

Примечания:

<sup>x</sup> – при  $\Delta f_{СК}=252,5$  кГц ;

<sup>xx</sup> – при  $\Delta f_{СК}=292$  кГц .

Используем ПКФ ЭМФП-5-465-6

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

Например, пусть всю избирательность  $\sigma_{СК}$  выполнит ПКФ, у которого полоса на уровне 3 дБ равна  $P_C$ . Пока неясно, сколько каскадов УПЧ понадобится в тракте ПЧ.

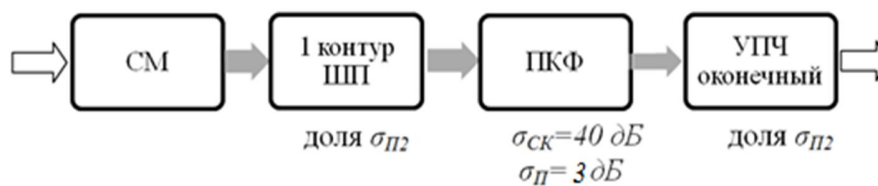


Рис.4. Функциональная схема тракта ПЧ (пример)

### 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:

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

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

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

-  $h_D$  - действующая высота антенны; если чувствительность  $E_A$  задана в вольтах, то нужно считать  $h_D = 1$ ;

-  $m_H$  - 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.

$$K_{\text{ОБЩ}} = K_{\text{ВЦ}} \cdot K_{\text{УРЧ}} \cdot K_{\text{СМ}} \cdot K_{\text{УПЧ1}} \cdot \dots \cdot K_{\text{УПЧ.ОК}}.$$

Коэффициенты усиления каскадов определяются ориентировочно следующим образом:

-  $K_{\text{ВЦ}}$  - коэффициент передачи входной цепи. В приемнике на биполярных 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.

$K_{УПЧi}$  - 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  $5 \div 12$ ;

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

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

В приемниках АМ сигналов на биполярных транзисторах нужно учитывать, что проходная характеристика транзистора  $I_K(U_{БЭ})$  имеет короткий квадратичный участок, обеспечивающий в экономичном режиме (при малом токе в рабочей точке) малые нелинейные искажения. Если амплитуда входного напряжения велика и выходит за пределы этого участка, то сигнал будет иметь сильные нелинейные искажения. Поэтому напряжение на входе оконечного УПЧ не должно превышать допустимого значения  $U_{Доп}$ . Для транзисторов,  $Y$ -параметры которых указаны в [1], коэффициент усиления оконечного УПЧ можно рассчитать по формуле (3.14), в которой коэффициент 25 имеет размерность  $1/V$  и учитывает, что ток эмиттера в рабочей точке, равный  $1$  мА, соответствует середине квадратичного участка.

$$K_{УПЧ.ОК} = \frac{U_{ВХД}}{U_{Доп}} \geq 25 U_{ВХД} \sqrt{\frac{m}{K_{Г.Доп}}} , \quad (3.14)$$

где  $K_{Г.Доп}$  - допустимый коэффициент гармоник,  $K_{Г.Доп} = 2 \div 5$  %;  
 $m$  - максимальная глубина модуляции,  $m \approx 90$  %.

Коэффициент усиления оконечного УПЧ. Чтобы каскад при таком усилении работал устойчиво, нужно ослаблять связь оконечного УПЧ с предоконечным УПЧ. Поэтому предоконечный УПЧ будет иметь коэффициент усиления гораздо меньше устойчивого.

В проектируемом приемнике АМ сигналов на биполярных 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 оконечным 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 лишний каскад усиления.

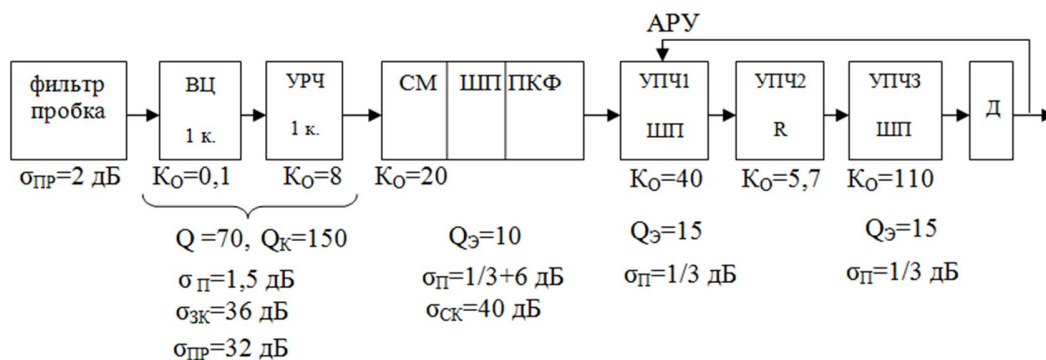


Рис.4. Функциональная схема ВЧ тракта



## 4. Электрический расчет каскадов

### Расчет амплитудного детектора

Диодные детекторы могут быть параллельного и последовательного типа. Предпочтительнее последовательные детекторы, имеющие относительно большое входное сопротивление. Параллельные детекторы применяют лишь тогда, когда контур последнего каскада УПЧ находится под напряжением питания и сигнал на детектор подается через разделительный конденсатор.

Итак, выбираем последовательный диодный детектор, изображенный на рис.5. Входное напряжение на детектор подается с контура последнего каскада УПЧ ( $L_k C_k$ ).

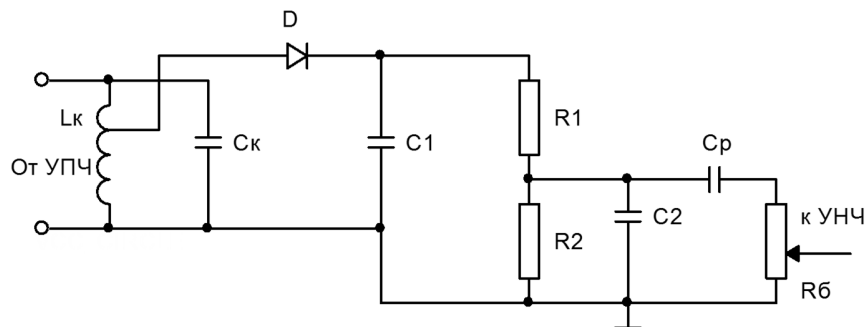


Рис.5. Схема последовательного детектора

Конденсатор  $C_1$  способствует повышению коэффициента передачи детектора, звено  $C_2 R_1$  является фильтром промежуточной частоты. Вообще, схема последовательного детектора обеспечивает лучшую фильтрацию напряжения промежуточной частоты, чем параллельная.

Как правило, постоянная составляющая выпрямленного напряжения детектора в последующих каскадах приемника не используется и является нежелательной. Для ее устранения в схему вводится разделительный конденсатор  $C_p$ , реактивное сопротивление которого на низкой частоте мало. Введение разделительного конденсатора уменьшает нагрузку детектора на частоте модуляции и может привести к большим нелинейным искажениям принимаемого сигнала. Для уменьшения нелинейных искажений в детекторе по указанной причине прибегают к разделению нагрузки детектора.

Выбираем диод D9Б, т.к. он обладает малым внутренним сопротивлением  $R_i = 10 \text{ Ом}$ , большим обратным сопротивлением  $R_{обр} = 0,4 \cdot 10^6 \text{ Ом}$  и сравнительно небольшой емкостью  $C_D = 1 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ . Примем коэффициент частотных искажений  $M_B = M_H = 1,06$ .

Требуемое входное сопротивление детектора:

$$R_{вх D} = \frac{1}{[(\frac{d_3}{d} - 1)]} G_n, \text{ где:}$$

$d_3$  – затухание последнего контура УПЧ с учетом  $R_{вх D}$ ;

$d$  – затухание того же контура без учета действия детектора:

$$G_n = \frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{60 \cdot 10^3} = 1,667 \cdot 10^{-5} \text{ См}.$$

В узкополосных УПЧ можно принять  $\frac{d_3}{d} \approx 2,1$

$$R_{вх D} = \frac{1}{(2,1 - 1) \cdot 1,667 \cdot 10^{-5}} = 60 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Сопротивление нагрузки последовательного детектора:

$$R_H = \frac{2R_{вх D}}{1 - \frac{3R_{вх D}}{R_{обр}}} = \frac{2 \cdot 60 \cdot 10^3}{1 - (\frac{3 \cdot 60 \cdot 10^3}{0,4 \cdot 10^6})} = 218 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

т.к.  $R_H > 200 \text{ кОм}$ , применяем полное подключение диода к контуру.

Рассчитаем эквивалентную емкость нагрузки детектора из условий отсутствия нелинейных искажений.

$$C_H = \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{2\pi F_{\max} R_H m_{\max}} = \frac{\sqrt{1 - (0,9)^2}}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 218 \cdot 10^3 \cdot 0,9} = 157 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$$

$$\frac{R_H}{R_i} = \frac{218}{10} = 21,8$$

Исходя из соотношения  $\frac{R_H}{R_i}$  находим, что  $\frac{R_{ig}}{R_i} = 17,5$   $R_{iD} = 175 \text{ Ом}$  -

динамическое внутреннее сопротивление детектора.

Рассчитаем эквивалентную емкость нагрузки детектора, исходя из допустимых частотных искажений  $M_B$ .

$$C_H = \frac{(R_H + R_{iD})\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi F_{\max} \cdot R_H \cdot R_{iD}}$$

$$C_H = \frac{(218 \cdot 10^3 + 175)\sqrt{(1,06)^2 - 1}}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 218 \cdot 10^3 \cdot 175} = 11 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$$

Из значений  $C_H$ , найденных по формулам (1') и (2') выбираем наименьшую, т.е.  $C_H = 157 \text{ пФ}$ .

$$R_2 = 0,5(1 - m_{\max})R_H + \sqrt{0,25(1 - m_{\max})^2 R_H^2 + (1 - m_{\max})R_H R_{B \max}}, \text{ где:}$$

$R_{B \max}$  – максимально допустимое сопротивление в цепи базы следующего транзистора.

$$R_2 = 0,5(1 - 0,9) \cdot 218 \cdot 10^3 + \sqrt{0,25(1 - 0,9)^2 \cdot (218 \cdot 10^3)^2 + (1 - 0,9) \cdot 218 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 17,8 \cdot 10^3 \text{ Ом}$$

$$R_1 = R_H - R_2 = 218 \cdot 10^3 - 17,8 \cdot 10^3 = 200 \cdot 10^3 \text{ Ом}$$

Емкости конденсаторов:

$$C_2 = \frac{4}{2\pi f_n R_1} - C_{M2}, \text{ где:}$$

$C_{M2} = 15 \dots 20 \text{ пФ}$  – емкость монтажа входной цепи УНЧ

$$C_2 = \frac{4}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3} - 20 \cdot 10^{-12} = 8 \text{ пФ}$$

$$C_1 = C_H - \frac{4}{2\pi f_n R_1} = 157 \cdot 10^{-12} - \frac{4}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3} = 150 \text{ пФ}$$

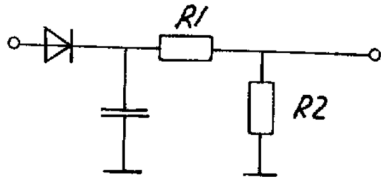
$$C_p = \frac{1}{2\pi F_{\min} R_{B \max} \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \sqrt{(1,06)^2 - 1}} = 332 \text{ пФ}$$

Коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты для последовательного детектора:

$$K_\phi = \frac{(C_\phi + C_{M1})}{(C_1 + C_\phi + C_{M1})} [1 + 2\pi f_n (C_1 + C_{M2}) R_1]$$

$$K_\phi = \frac{1 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12}}{(150 \cdot 10^{-12} + 1 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12}) [1 + 2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 (150 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12}) \cdot 200 \cdot 10^3]} = 0,014$$

Из соотношения  $\frac{R_H}{R_i}$  находим  $K_d = 0,95$



$$U_{BX} = 0,6 \text{ В } m = 0,3$$

$$R1 = 200 \text{ кОм}$$

$$R2 = 18 \text{ кОм}$$

$$R_H = 218 \text{ кОм}$$

$$K_d' = \frac{R2}{R_H} \cdot K_d = \frac{18}{218} \cdot 0,95 = 0,1$$

$$U_{\text{вых}} = K_d' \cdot m \cdot U_{\text{вв}} = 0,1 \cdot 0,6 \cdot 0,95 = 57 \text{ мВ}$$

$$U_{\text{двых}} = m \cdot U_{\text{вв}} \cdot K_d = 0,3 \cdot 0,6 \cdot 0,95 = 0,171 \text{ В}$$

### 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.