

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, $E_b, \mu\text{В}$	Вид модуляции принимаемого сигнала	Количество каналов приема	Полоса частот сигнала, $H_C, \text{кГц}$	Коэффициент частотных искажений $\sigma_{\text{п.дБ}}$	Избирательность по соседнему каналу, $\sigma_{\text{с.дБ}}$	Избирательность по зеркальному каналу, $\sigma_{\text{з.дБ}}$	Избирательность по промежуточной частоте, $\sigma_{\text{пп.дБ}}$	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	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 Π_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.

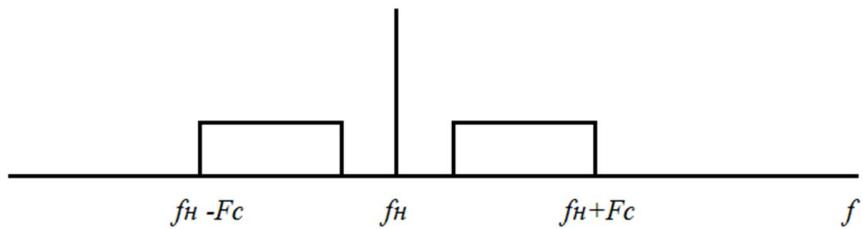


Рис.1.Спектр сигнала

1.2. Выбор промежуточной частоты приемника

В супергетеродинном приемнике частоты побочных каналов приема, которые должны быть подавлены преселектором, и частота гетеродина f_G зависят от выбранной для данного приемника промежуточной частоты f_{IPR} (при однократном преобразовании) или от выбранных промежуточных частот $f_{IPR1}, f_{IPR2}, \dots, f_{IPRN}$ (при многократном преобразовании). Поэтому, прежде чем приступить к проектированию радиотракта, следует выбрать промежуточную частоту f_{IPR} (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_{PR} для профессиональных приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов лежат в следующих пределах:

$$110 \dots 115; 210 \dots 215; 445 \dots 465; 720 \dots 750; 910 \dots 930 \text{ кГц}; \\ 1,5 \dots 1,6; 2,1 \dots 2,2; 3,0 \dots 3,2 \text{ МГц}.$$

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

$$10, 30, 70, 120 \text{ МГц}.$$

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 $f_{PR}=31,5$ МГц (канал звука) и $f_{PR}=38$ МГц (канал изображения).

При выборе промежуточной частоты необходимо учесть следующее:

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

1.3. Выбор сопряжения

При выборе сопряжения следует учитывать следующие соображения:

- при верхнем сопряжении ($f_T > f_C$) 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 ($f_T < f_C$) удается выполнить гетеродин с большей стабильностью частоты, что важно в диапазонах УКВ и КВ при $f_C \geq 20$ МГц.

В разрабатываемом приемнике используем верхнее сопряжение ($f_\Gamma > f_C$).

В ДВ диапазоне $f_{C\min} = 150$ кГц, $f_{C\max} = 408$ кГц.

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

$$f_{\Gamma\min} = f_{C\min} + f_{PR} = 150 + 465 = 615 \text{ (кГц)};$$

$$f_{\Gamma\max} = f_{C\max} + f_{PR} = 408 + 465 = 873 \text{ (кГц)};$$

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

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

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

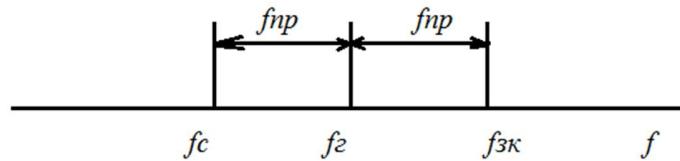


Рис.2. Взаимное расположение частот сигнала f_C , гетеродина f_Γ и зеркального канала f_{3K}

1.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника

Заданный коэффициент частотных искажений σ_P распределяется между трактом ПЧ ($\sigma_{P.TPЧ}$) и преселектором ($\sigma_{P.TPЧ}$). Должно соблюдаться условие:

$$\sigma_P \leq \sigma_{P.TPЧ} + \sigma_{P.TPЧ}.$$

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

Коэффициент частотных искажений тракта ПЧ:

$$\sigma_{P.TPЧ} = \sigma_{P1} + \sigma_{P2},$$

где σ_{P1} - коэффициент частотных искажений основной избирательной системы тракта ПЧ, обычно $\sigma_{P1} = 3 \div 6 \text{dB} = 1,41 \div 2$ раза;

σ_{II2} - коэффициент частотных искажений вспомогательных широкополосных контуров, обычно $\sigma_{II2} \leq 1 \text{ дБ} = 1,122$ раза.

Возьмем $\sigma_{II.TPЧ} = 2 \text{ дБ}$; $\sigma_{II.ТПЧ} = 4 \text{ дБ}$ ($\sigma_{II} = 2 \text{ дБ}$, $\sigma_{II2} = 2 \text{ дБ}$).

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:

$$\sigma = \sqrt{1 + (Q_3 \alpha)^2}.$$

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

$$Q_3 \geq \frac{\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}}{\alpha_{3K}},$$

где α_{3K} - обобщенная расстройка по зеркальному каналу на максимальной частоте f ,

$$\alpha_{3K} = \left| \frac{f_{3K}}{f} - \frac{f}{f_{3K}} \right| = \left| \frac{1338}{408} - \frac{408}{1338} \right| = 2,97.$$

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

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

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

Коэффициент шунтирования γ равен:

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

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

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

Коэффициент шунтирования антенной $\gamma_A = 1$.

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

$$Q_K = Q_{\mathfrak{E}} * \gamma = 59,8 * 1,1 = 65,8.$$

Определим коэффициент частотных искажений контура с такой добротностью,

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

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

Δf_{COPR} - 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.

$$\Pi_P = \Pi_C + 2\Delta f_{COPP} = 4,5 + 2 \cdot 3 = 10,5 \text{ (кГц).}$$

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

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:

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

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

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

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

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:

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

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

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

Избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{3\text{к}} = 1 + (10 * 2,97)^2 = 883 \text{ или } 58,9 \text{ дБ.}$$

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

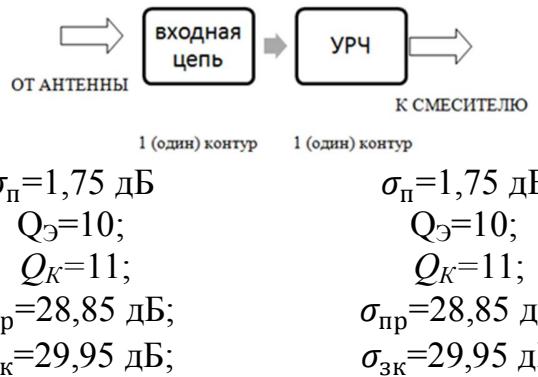


Рис.3.Функциональная схема преселектора

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 ($\Delta f > \Delta f_{CK}$) 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 $\Pi = (0,7 \div 0,5) \cdot \Pi_{0,5}$;

- 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 σ_{Π} должна быть равна (или немного больше) полосы сигнала Π_C на уровне σ_{Π_1} .

Таблица 1

Параметры пьезокерамических и электромеханических фильтров

Тип фильтра	f_o , кГц	Π , кГц	σ_{Π} , дБ	σ_{CK} , дБ	B_0 , дБ	R_{BX} , кОм	R_{VYX} , 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 ^x	10	0,33	0,33
ПФШ-049б	10700	200÷280	6	26 ^{xx}	10	0,33	0,33

Примечания:

^x – при $\Delta f_{CK}=252,5$ кГц ;

^{xx} – при $\Delta f_{CK}=292$ кГц .

Используем ПКФ ЭМФП-5-465-6

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

Например, пусть всю избирательность σ_{CK} выполнит ПКФ, у которого полоса на уровне 3 дБ равна P_c . Пока неясно, сколько каскадов УПЧ понадобится в тракте ПЧ.

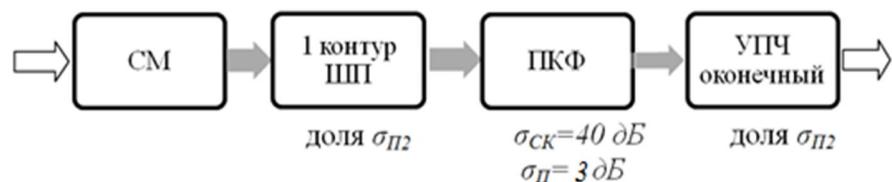


Рис.4. Функциональная схема тракта ПЧ (пример)

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:

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

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 $U_{ВХД} \geq 0,5 \div 1 B$;

- 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.

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

Коэффициенты усиления каскадов определяются ориентировочно следующим образом:

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

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

Ориентировочно можно считать, что

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

где $|K_{УСТ} - 1| = (0,1 \div 0,2)$;

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 $1/B$ и учитывает, что ток эмиттера в рабочей точке, равный 1 mA , соответствует середине квадратичного участка.

$$K_{УПЧ.ок} = \frac{U_{ВХ.д}}{U_{доп}} \geq 25U_{ВХ.д} \sqrt{\frac{m}{K_{Г.доп}}} , \quad (3.14)$$

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 $K_{ОВЧ} = 4 \cdot 10^5$.

По расчету получилось для УРЧ $K_{0,УРЧ} = 8,37$, для УПЧ $K_{0,УПЧ} = 42,78$, $K_{УПЧ,OK} = 107,2$. Тогда можно задаться значениями $K_{ВЧ} = 0,1$, $K_{УРЧ} = 8$, $K_{СМ} = 20$, $K_{УПЧ1} = 40$, $K_{УПЧ,OK} = 110$. 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.

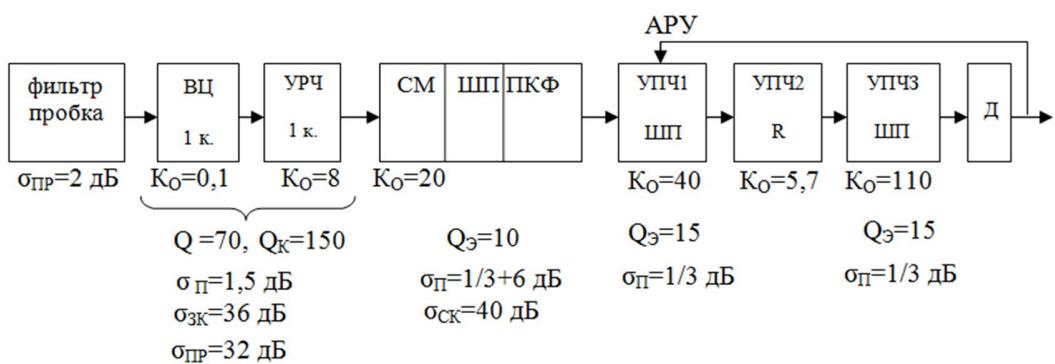


Рис.4. Функциональная схема ВЧ тракта

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).

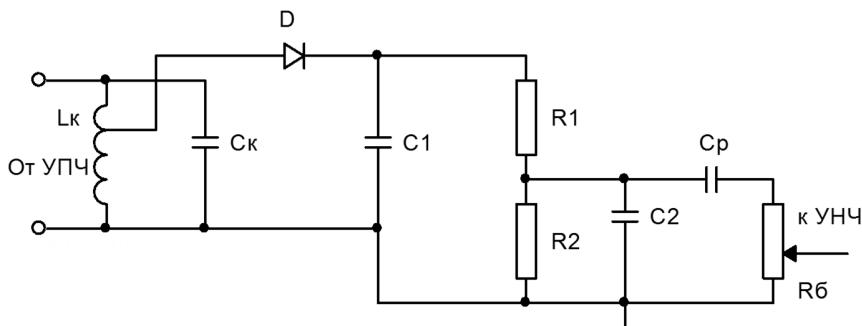


Рис.5. Схема последовательного детектора

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 $R_i = 10$ Ом, большим обратным сопротивлением $R_{обр} = 0,4 \cdot 10^6$ Ом и сравнительно небольшой емкостью $C_D = 1 \cdot 10^{-12}$ Ф. Примем коэффициент частотных искажений $M_B = M_H = 1,06$.

Требуемое входное сопротивление детектора:

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

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:

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

т.к. $R_H > 200$ кОм, применяем полное подключение диода к контуру.

Рассчитаем эквивалентную емкость нагрузки детектора из условий отсутствия нелинейных искажений.

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

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

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

динамическое внутреннее сопротивление детектора.

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

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

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

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

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

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

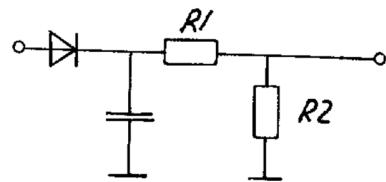
$$C_p = \frac{1}{2\pi F_{\min} R_{B\max} \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \sqrt{(1,06)^2 - 1}} = 332 \text{ нФ}$$

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 $K_d = 0,95$



$$U_{bx} = 0,6 \text{ В}$$

$$m = 0,3$$

$$R1 = 200 \text{ кОм}$$

$$R2 = 18 \text{ кОм}$$

$$R_H = 218 \text{ кОм}$$

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

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

$$U_{d_{вых}} = m \cdot U_{bx} \cdot K_d = 0,3 \cdot 0,6 \cdot 0,95 = 0,171 \text{ В}$$

Результаты расчетов ВЧ тракта приемника

Техническая характеристика тракта ВЧ	Требования задания	Результаты расчета	Примечание
$\sigma_{3K.BЧ}, dB$			
$\sigma_{3K.UРЧ}, dB$			
$\sum \sigma_{3K}, dB$			
$\sigma_{ПР.BЧ}, dB$			
$\sigma_{ПР.UРЧ}, dB$			
$\sum \sigma_{ПР}, dB$			
$\sigma_{СК.BЧ}, dB$			
$\sigma_{СК.UРЧ}, dB$			
$\sum \sigma_{СК}, dB$			
$\sigma_{П.ВЧ}, dB$			
$\sigma_{П.УРЧ}, dB$			
$\sum \sigma_{П}, dB$			
$K_{BЧ}$			
$K_{УРЧ.ОК}$			
$K_{ОБЩ}$			

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.