

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, Π_{Σ} , кГц	Коэф.фициент частотных искажений Θ_{μ} , дБ	Избирательность по соседнему каналу, $\Theta_{\text{СК}}$, дБ	Избирательность по зеркальному каналу, $\Theta_{\text{ЗК}}$, дБ	Избирательность по промежуточной частоте, $\Theta_{\text{ПЧ}}$, 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	20

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 $P_C = 2F_B(1 + \psi)$;

$$F_B = P_C / 2(1 + \psi) = 13 / 2(1 + 3,3) = 1,5 \text{ (кГц)}$$

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

Спектр сигнала приведен на рис.1.

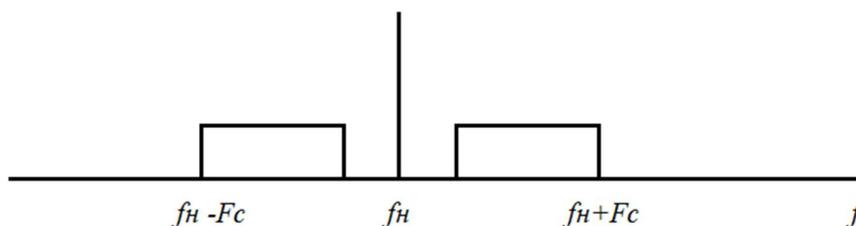


Рис.1. Спектр сигнала

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 $f_{c_{\min}}=64$ МГц, $f_{c_{\max}}=71$ МГц.

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

$$f_{\Gamma_{\min}} = f_{c_{\min}} - f_{\text{ПР}} = 64 - 10,7 = 53,3 \text{ (МГц)};$$

$$f_{\Gamma_{\max}} = f_{c_{\max}} - f_{\text{ПР}} = 71 - 10,7 = 60,3 \text{ (МГц)};$$

$$f_{3K_{\min}} = f_{\Gamma_{\min}} - f_{\text{ПР}} = 53,3 - 10,7 = 42,6 \text{ (МГц)};$$

$$f_{3K_{\max}} = f_{\Gamma_{\max}} - f_{\text{ПР}} = 60,3 - 10,7 = 49,6 \text{ (МГц)};$$

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

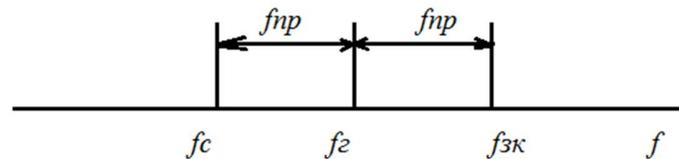


Рис.2. Взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_{Γ} и зеркального канала f_{3K}

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 $\sigma_{П.ТРС} = 2$ 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 ,

$$\alpha_{\text{ЗК}} = \left| \frac{f_{\text{ЗК}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{ЗК}}} \right| = \left| \frac{49,6}{71} - \frac{71}{49,6} \right| = 0,73.$$

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

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{562^2 - 1}}{0,73} = 770$$

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 биполярного 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 $\gamma_{\text{А}} = 1$.

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

$$Q_{\text{К}} = Q_{\text{Э}} \cdot \gamma = 770 \cdot 1,1 = 850.$$

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.

$$P_P = P_C + 2\Delta f_{COПP} = 13 + 2 * 300 = 613 \text{ (кГц)}.$$

$$\sigma_{\Pi} = 1 + \left[\frac{Q_{\text{Э}P_P}}{f} \right]^2 = 1 + \left[\frac{770 * 613}{64000} \right]^2 = 55,4 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 34,8 \text{ дБ}.$$

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,

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt{2\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}} - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{562 - 1}}{0,73} = 32,4.$$

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

Определим коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{35 * 613}{64000} \right)^2} \right)^2 = 1 + \left(\frac{35 * 613}{64000} \right)^2 = 1,11 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 0,92 \text{ дБ}.$$

Определим избирательность по промежуточной частоте:

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

$$\alpha_{\text{пр}} = \left| \frac{f_{\text{пр}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{пр}}} \right| = \left| \frac{10,7}{64} - \frac{64}{10,7} \right| = 5,8;$$

$$\sigma_{\text{пр}} = 1 + (35 * 5,8)^2 = 41200 \text{ или } 92 \text{ дБ.}$$

Избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{\text{зк}} = 1 + (35 * 0,73)^2 = 653,8 \text{ или } 56,3 \text{ дБ.}$$

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

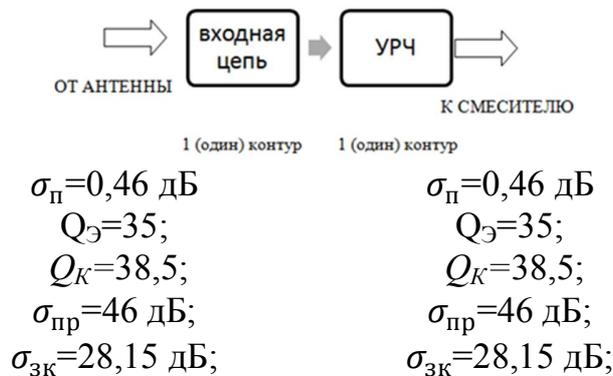


Рис.3. Функциональная схема преселектора

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	64÷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 .

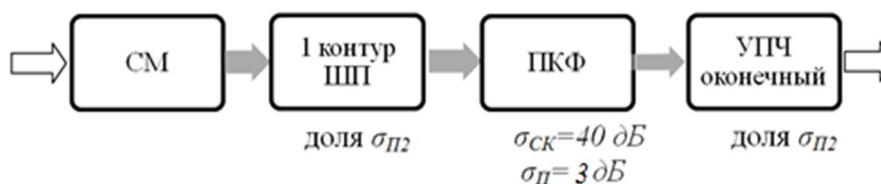


Рис.4. Функциональная схема тракта ПЧ (пример)

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 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.

$K_{\text{УПЧ}_i}$ - 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 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 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 лишний каскад усиления.

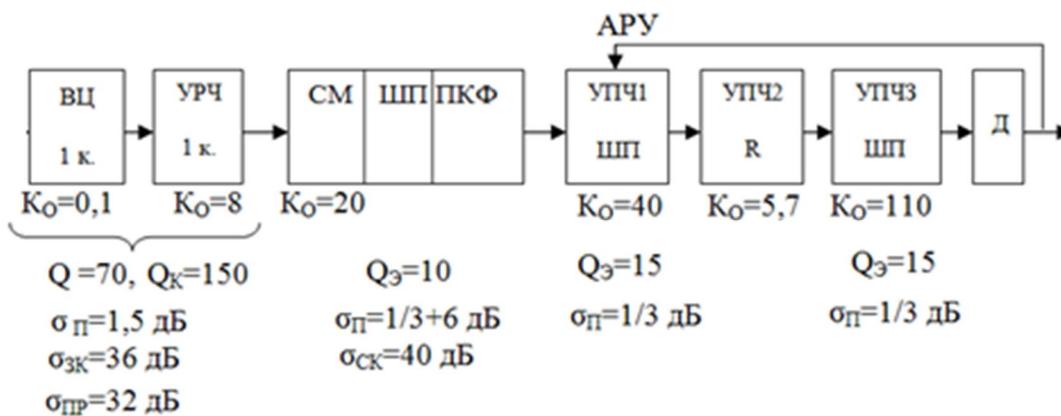


Рис.4. Функциональная схема ВЧ тракта

4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КАСКАДОВ

Расчёт фильтра сосредоточенной селекции

Вместо многозвенных LC-фильтров в схемах усилителей промежуточной частоты с сосредоточенной избирательностью с успехом можно применять пьезоэлектрические, электромеханические и пьезомеханические фильтры. Указанные фильтры, имея малые габариты и массу, обладают близкой к идеальной кривой избирательности.

Наш фильтр, исходя из требований ТЗ и расчетов входной цепи должен обеспечить затухание по соседнему каналу $S_{\text{скп}} = 35 \text{ dB}$ и вносить затухание в полосе пропускания не более $0,25 \text{ dB}$.

Выбираем по таблице 1 пьезомеханический фильтр ПФШ-022, т.к. он имеет малое затухание $L_{\text{ф}}$ в полосе пропускания и достаточное ослабление при расстройке $\pm 10 \text{ кГц}$ от номинальной промежуточной частоты $f_{\text{п}} = 10,7 \text{ кГц}$. Малая критичность пьезомеханических фильтров к изменению нагрузочных сопротивлений позволяет подключать их к следующему каскаду непосредственно (без согласующего трансформатора). Вообще, номинальные значения характеристических сопротивлений пьезомеханических фильтров, как правило, значительно отличаются от входных и выходных сопротивлений транзисторных каскадов. Поэтому эти фильтры включают в усилитель через согласующие звенья. Наибольшее распространение получила схема межкаскадной связи, в которой фильтр подключен к коллекторной цепи через широкополосный контур. Такая схема представлена на рис.5.

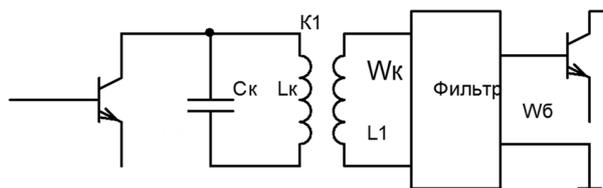


Рис.5. Упрощенная схема согласования фильтра с коллекторной и базовой цепями.

Расчет сводится к определению элементов связи.

Параметры фильтра:

- затухание на частоте $f_0 \pm 10$ кГц > 16 dB; $L_\phi < 3,5$ dB

- номинальное значение характеристических сопротивлений:

выходного $W_6 = 1$ кОм

- входного $W_k = 2$ кОм.

Определяем показатель связи фильтра с усилителем:

$$A_{св} = \frac{(5 + \beta)}{(5 - \beta)},$$

где:

$$\beta = \frac{2f_n d}{\Pi},$$

d – конструктивное затухание контура (обычно $d \approx 0,01$)

$$\beta = \frac{2 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 0,01}{15530} = 0,6$$

$$A_{св} = \frac{(5 + 0,6)}{(5 - 0,6)} = 1,27$$

Индуктивность контурной катушки:

$$L_k = \frac{d}{\pi f_n (A_{св} - 1) g_{22}}$$

$$L_k = \frac{0,01}{\pi \cdot 465 \cdot 10^3 (1,27 - 1) \cdot 55,5 \cdot 10^{-6}} = 457 \cdot 10^{-6} = 457 \text{ мкГн}$$

Коэффициент включения:

$$m_1 = \sqrt{0,5(A_{св} + 1) \cdot W_k \cdot g_{22}}$$

$$m_1 = \sqrt{0,5(1,27 + 1) \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 55 \cdot 10^{-6}} = 0,353.$$

Индуктивность катушки связи фильтра с контуром:

$$L_1 = L_{\kappa} \left(\frac{m_1}{K_1} \right)^2,$$

где K_1 – коэффициент связи, обычно равен 0,7...0,9. Выберем $K_1 = 0,8$.

$$L_1 = 457 \cdot 10^{-6} \left(\frac{0,353}{0,8} \right)^2 = 89,15 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 89,15 \text{ мкГн}.$$

Емкость контура:

$$C_{\kappa} = \frac{1}{(4\pi^2 f_{\Pi}^2 L_{\kappa})} - C_{22} - C_M,$$

$$C_{\kappa} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (465 \cdot 10^3)^2 \cdot 457 \cdot 10^{-6}} - 13 \cdot 10^{-12} - 10 \cdot 10^{-12} = 229 \text{ пФ}.$$

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.