

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, $E_{\text{св}}$, мкВ	Вид модуляции принимаемого сигнала	Количество каналов приема	Полоса частот сигнала, $\Pi_{\text{с}}$, кГц	Кэф.фициент частотных искажений $B_{\text{п}}$, дБ	Избирательность по соседнему каналу, $B_{\text{ск}}$, дБ	Избирательность по зеркальному каналу, $B_{\text{жк}}$, дБ	Избирательность по промежуточной частоте, $B_{\text{пч}}$, 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.....	14
4. Электрический расчет каскадов приемника	17
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	21

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 ОБП сигнала $P_C = nF_B$; $n=1$

$$F_B = P_C / 1 = 3,8 / 2 = 1,9 \text{ (кГц)}$$

Спектр сигнала приведен на рис.1.

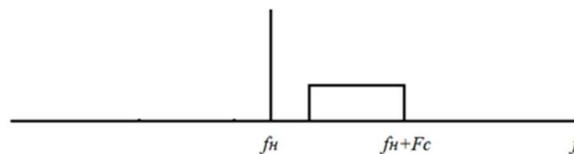


Рис.1. Спектр сигнала

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 $f_{ПР}$ (при однократном преобразовании) или от выбранных промежуточных частот $f_{ПР1}$, $f_{ПР2}$, ..., $f_{ПРН}$ (при многократном преобразовании). Поэтому, прежде чем приступить проектированию радиотракта, следует выбрать промежуточную частоту $f_{ПР}$ (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:

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

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

10, 30, 70, 120 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 $f_{ПР}=31,5$ 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 $f_{ПР}=465$ 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 ($f_{Г} < f_{С}$) удастся выполнить гетеродин с большей стабильностью частоты, что важно в диапазонах УКВ и КВ при $f_{С} \geq 20$ МГц.

В разрабатываемом приемнике используем верхнее сопряжение ($f_{Г} > f_{С}$).

В СВ диапазоне $f_{С\min}=525$ кГц, $f_{С\max}=1605$ кГц.

Рассчитаем значения $f_{ЗК}$ и $f_{Г}$ на крайних частотах принимаемого диапазона:

$$\begin{aligned}
f_{\Gamma_{\text{мин}}} &= f_{C_{\text{мин}}} + f_{\text{ПР}} = 525 + 465 = 990 \text{ (кГц)}; \\
f_{\Gamma_{\text{макс}}} &= f_{C_{\text{макс}}} + f_{\text{ПР}} = 1605 + 465 = 2070 \text{ (кГц)}; \\
f_{\text{ЗК}_{\text{мин}}} &= f_{\Gamma_{\text{мин}}} + f_{\text{ПР}} = 990 + 465 = 1455 \text{ (кГц)}; \\
f_{\text{ЗК}_{\text{макс}}} &= f_{\Gamma_{\text{макс}}} + f_{\text{ПР}} = 2070 + 465 = 2535 \text{ (кГц)};
\end{aligned}$$

На рис.2 изображено взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_{Γ} и зеркального канала $f_{\text{ЗК}}$.

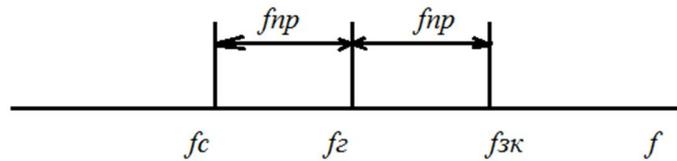


Рис.2. Взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_{Γ} и зеркального канала $f_{\text{ЗК}}$

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;

$\sigma_{\Pi 2}$ - коэффициент частотных искажений вспомогательных широкополосных контуров, обычно $\sigma_{\Pi 2} \leq 1 \text{ дБ} = 1,122$ раза.

Возьмем $\sigma_{\Pi.ТРЧ} = 2$ дБ; $\sigma_{\Pi.ПЧ} = 4$ дБ ($\sigma_{\Pi 1} = 2$ дБ, $\sigma_{\Pi 2} = 2$ дБ).

1.5. Обоснование типа и количества резонансных систем преселектора

1.5.1. 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).

1.5.2. 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 ,

$$\alpha_{\text{ЗК}} = \left| \frac{f_{\text{ЗК}}}{f} - \frac{f}{f_{\text{ЗК}}} \right| = \left| \frac{2535}{1605} - \frac{1605}{2535} \right| = 0,95.$$

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

$$Q_{\text{Э}} \geq \frac{\sqrt{\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1}}{\alpha_{\text{ЗК}}} = \frac{\sqrt{316,2^2 - 1}}{0,95} = 332$$

Полученное значение Q_{Σ} 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 полевого 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 $\gamma_A = 1$.

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

$$Q_K = Q_{\Sigma} \cdot \gamma = 332 \cdot 1,1 = 365,2.$$

Определим коэффициент частотных искажений контура с такой добротностью,

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

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

$\Delta f_{СОПР}$ - 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.

$$\Pi_P = \Pi_C + 2\Delta f_{СОПР} = 3,8 + 2 \cdot 4 = 11,8 \text{ (кГц)}.$$

$$\sigma_{\Pi} = 1 + \left[\frac{Q_{\Sigma} \Pi_P}{f} \right]^2 = 1 + \left[\frac{332 \cdot 11800}{525000} \right]^2 = 54 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 34,6 \text{ дБ}.$$

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:

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

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

$$Q_3 \geq \frac{\sqrt{\sqrt{2\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}} - 1}}{\alpha_{3K}} = \frac{\sqrt{\sigma_{3K} - 1}}{\alpha_{3K}} = \frac{\sqrt{316,2 - 1}}{0,95} = 18.$$

возьмём $Q_3=30$, $Q_K=30*1,1=33$.

Определим коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{30 \cdot 11800}{525000} \right)^2} \right)^2 = 1 + \left(\frac{30 \cdot 11800}{525000} \right)^2 = 1,43 \text{ или } \sigma_{\Pi} = 3,1 \text{ дБ.}$$

Определим избирательность по промежуточной частоте:

$$\sigma_{\text{пр}} = 1 + (Q_3 \alpha_{\text{пр}})^2.$$

$$\alpha_{np} = \left| \frac{f_{np}}{f} - \frac{f}{f_{np}} \right| = \left| \frac{465}{525} - \frac{525}{465} \right| = 0,25;$$

$$\sigma_{np} = 1 + (30 * 0,25)^2 = 57,25 \text{ или } 35 \text{ дБ.}$$

Избирательность по зеркальному каналу:

$$\sigma_{зк} = 1 + (30 * 0,95)^2 = 813,25 \text{ или } 58,2 \text{ дБ.}$$

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

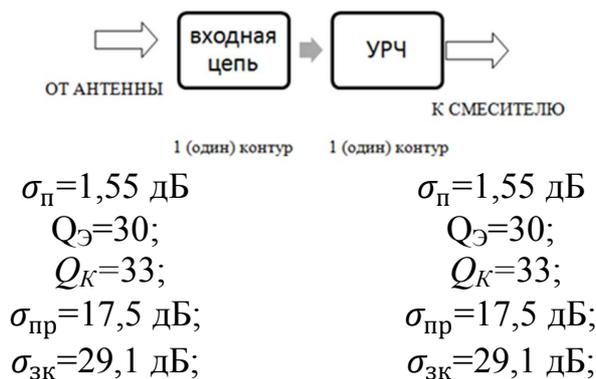


Рис.3. Функциональная схема преселектора

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.

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, вмещающимся 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 465 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 P_C на уровне $\sigma_{П}$.

Таблица 1

Параметры пьезокерамических и электромеханических фильтров

Тип фильтра	f_0 , кГц	Π , кГц	$\sigma_{\text{П}}$, дБ	$\sigma_{\text{СК}}$, дБ	B_0 , дБ	$R_{\text{ВХ}}$, кОм	$R_{\text{ВЫХ}}$, 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	4,2	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	4,2÷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	525÷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 $\Delta f_{\text{СК}}=252,5$ кГц ;

^{xx} – при $\Delta f_{\text{СК}}=292$ кГц .

Используем ПКФ ЭМФП-6-465.

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.

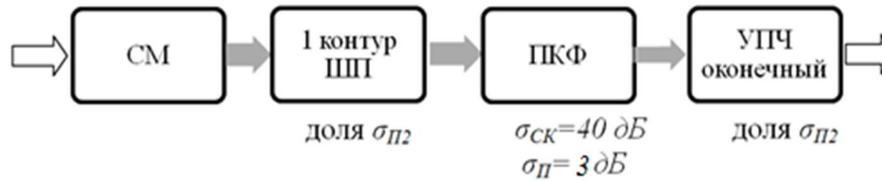


Рис.4. Функциональная схема тракта ПЧ (пример)

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.

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

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.

$K_{УПЧi}$ - 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 ОБП сигналов на полевых 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 ОБП 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 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.

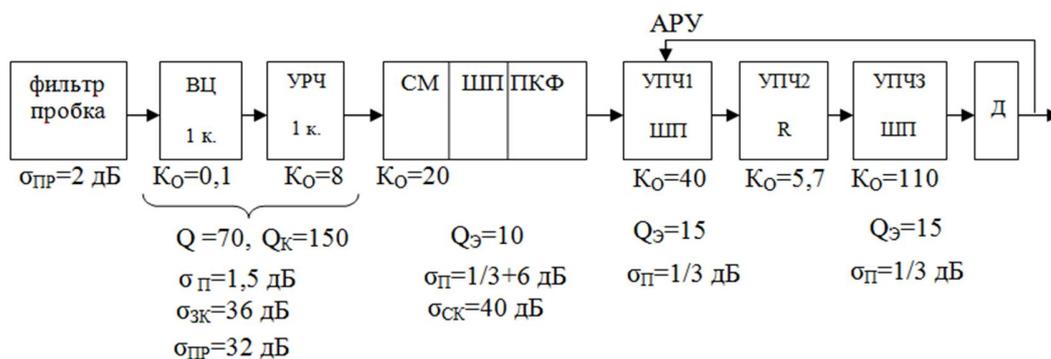


Рис.4. Функциональная схема ВЧ тракта

3. Электрический расчет каскадов приемника

Расчет детектора

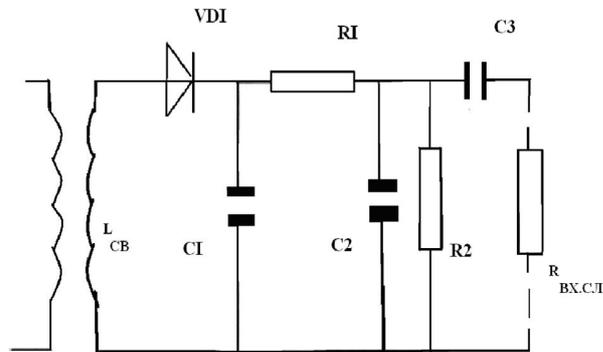


Рис.5. Схема детектора

1. Выбираем тип диода Д9В, предназначен для детектирования высокочастотных модулированных колебаний.

Обратное сопротивление $R_{обр}=400 \text{ КОм}$;

Дифференциальное сопротивление $g_d=10 \text{ мСм}$.

2. Выбираем схему амплитудного детектора с разделенной нагрузкой.

Вычисляем общее сопротивление нагрузки детектора:

$$R_H = \frac{2 \cdot R_{д.вх}}{1 - 3 \cdot R_{д.вх} / R_{обр}} = \frac{2 \cdot 4,8 \cdot 10^3}{1 - 3 \cdot 4,8 \cdot 10^3 / 400 \cdot 10^3} = 9958,5 \text{ Ом}$$

где $R_{д.вх}$ - допустимое входное сопротивление.

Принимаем $R_{д.вх}=10 \text{ КОм}$.

3. Выбираем сопротивление R2 схемы детектора:

$$R2 = \frac{R_{вх}}{2 \div 4} = \frac{10 \cdot 10^3}{3} = 3,3 \text{ КОм}$$

Принимаем $R_2 = 3,3 \text{ кОм}$

где $R_{вх}$ - входное сопротивление каскада УЗЧ.

Принимаем $R_{вх} = 10 \text{ КОм}$.

4. Находим сопротивление R_1 :

$$R_1 = R_H - R_2 = 10000 - 3300 = 6700 \text{ Ом}$$

Принимаем $R_1 = 6,8 \text{ кОм}$

5. Рассчитываем емкость конденсатора C из условия получения допустимых нелинейных искажений:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_v \cdot R_H} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 8400 \cdot 10000} = 1,8 \text{ нФ} \quad (2.5.4)$$

где F_v - максимальная частота модулирующего сигнала (см. исходные данные).

6. Задаемся емкостью C_1 , которая должна быть не больше емкости C .
Выбираем $C_1 = 1,6 \text{ нФ}$

7. Находим емкость C_2 :

$$C_2 = \frac{R_H^2 \cdot (C - C_1)}{R_2^2} = \frac{10000^2 \cdot (1,8 \cdot 10^{-9} - 1,6 \cdot 10^{-9})}{3300^2} = 1,8 \text{ нФ} \quad (2.5.5)$$

Принимаем $C_2 = 1,8 \text{ нФ}$

8. Емкость разделительного конденсатора C_p вычисляем из условий допустимых частотных искажений в области нижних частот:

$$C_p \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot R_{вх} \cdot \sqrt{M_{нч}^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1,2^2 - 1}} = 0,2 \text{ мкФ} \quad (2.5.6)$$

Принимаем $C_p = 0,22 \text{ мкФ}$

где F_H - минимальная частота модулирующего сигнала;

$M_{нч}$ - частотные искажения в низкочастотной части приемника.

9. Задаемся амплитудой напряжения несущей частоты $U_H = 0,7 \text{ В}$.

10. Определяем действительный коэффициент передачи детектора:

$$K'_d = K_d \cdot \frac{R}{R_H} = 0,4 \cdot \frac{2400}{10000} = 0,096 \quad (2.5.7)$$

где K_d - коэффициент передачи детектора.

Принимаем $K_d = 0,4$.

R - сопротивление цепи, с которого снимается модулирующее напряжение низкой частоты:

$$R = \frac{R_2 \cdot R_{BX}}{R_2 + R_{BX}} = \frac{3300 \cdot 10 \cdot 10^3}{3300 + 10 \cdot 10^3} = 2,481 \text{ кОм} \quad (2.5.8)$$

11. Рассчитываем коэффициент частотных искажений в области верхних частот:

$$M_B = \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot C \cdot R_3)^2} = \sqrt{1 + (2 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 99)^2} = 1 \quad (2.5.9)$$

$$\text{где } R_3 = \frac{R_H}{1 + g_d \cdot R_H} = \frac{10000}{1 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10000} = 99 \text{ Ом} .$$

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.