

Кафедра У и СРС

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ
И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЕГО ВЫПОЛНЕНИЮ

по дисциплине
Радиоприемные устройства

Ташкент 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1. Задание на курсовой проект.
2. Состав пояснительной записки.
3. Требования к оформлению пояснительной записки.
4. Обоснование функциональной схемы ВЧ тракта приемника.
 - 4.1. Общие указания.
 - 4.2. Определение полосы сигнала или верхней частоты модуляции.
 - 4.3. Выбор сопряжения.
 - 4.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника.
 - 4.5. Обоснование типа и количества резонансных систем преселектора.
 - 4.6. Обоснование типа и количества резонансных систем тракта ПЧ.
 - 4.7. Определение У-параметров транзистора.
 - 4.8. Обоснование количества каскадов усиления в ВЧ тракте приемника.
 - 4.9. Обоснование схем гетеродина и детектора.
 - 4.10. Обоснование схемы АРУ в приемнике АМ сигнала.
 - 4.11. Результаты обоснования функциональной схемы ВЧ тракта.
5. Электрический расчет каскадов ВЧ тракта приемника.
6. Выбор микросхем.
7. Выводы о результатах проектирования.
8. Спецификация и принципиальная схема ВЧ тракта.
- Литература.
- Приложение. Определение количества звеньев ФСС.

I. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

Разработать принципиальную схему ВЧ тракта радиовещательного или связного приемника, имеющего технические характеристики, указанные в прилагаемой таблице вариантов.

Вариант задания определяется двумя последними цифрами номера студенческого билета. В таблице вариантов приняты следующие обозначения:

- ДВ - длинноволновый диапазон: 150 - 408 кГц;
- СВ - средневолновый диапазон: 525 - 1605 кГц;
- $f_{\text{ПР}}$ - промежуточная частота;
- $\sigma_{\text{ЗК}}$ - избирательность по зеркальному каналу;
- $\sigma_{\text{ПР}}$ - избирательность по промежуточной частоте;
- $\sigma_{\text{СК}}$ - избирательность по соседнему каналу;
- $\sigma_{\text{П}}$ - коэффициент частотных искажений;
- $\Pi_{\text{С}}$ - полоса частот, занимаемая спектром сигнала;
- $E_{\text{А}}$ - чувствительность приемника;
- $R_{\text{А}}$ - активное сопротивление антенны;
- $C_{\text{А}}$ - емкость антенны;
- Φ - ферритовая антенна.

Ниже приводятся некоторые пояснения к заданию.

Частоты коротковолнового (КВ) диапазона 3,5 - 33,5 МГц. Частоты ультракоротковолнового (УКВ) диапазона 65 - 110 МГц. Диапазоны КВ и УКВ, как правило, разбиваются на поддиапазоны. В УКВ диапазоне используются ЧМ. сигналы, в остальных диапазонах - АМ сигналы.

Указанный тип транзистора следует использовать во всех каскадах ВЧ тракта приемника, для которых выполняется электрический расчет. Это условие поставлено в учебных, целях. Можно предположить, что в некоторых вариантах схема приемника получилась бы проще при использовании транзистора другого типа, В выводах о результатах проектирования следует отметить целесообразность использования заданного типа транзистора.

Антенны имеют в общем случае комплексное сопротивление $Z_{\text{А}} = R_{\text{А}} + jX_{\text{А}}$. Настроенные антенны имеют активное сопротивление, $Z_{\text{А}} = R_{\text{А}}$. Ферритовые антенны имеют индуктивное сопротивление, $Z_{\text{А}} = j\omega L_{\text{А}}$. Штыревые антенны имеют емкостное сопротивление, $Z_{\text{А}} = 1/(j\omega C_{\text{А}})$. Нестабильность емкости антенны может достигать 50 %. Поэтому, если в задании указано значение $C_{\text{А}}$, то нужно считать, что это среднее значение емкости.

Чувствительность приемника задается в милливольтках для всех антенн, кроме ферритовых. Для ферритовых антенн чувствительность задается в милливольтках на метр. Действующую высоту ферритовой антенны следует считать равной 0,01 - 0,06м.

В таблице вариантов не указаны требования к АРУ, т.к. в проекте не требуется делать электрический расчет АРУ. При расчете функциональной схемы нужно учитывать следующее:

- в приемниках на биполярных транзисторах можно получить глубокую регулировку усиления, делая АРУ в одном каскаде;
- в приемнике на полевых транзисторах АРУ нужно выполнить так, чтобы при изменении амплитуды сигнала на входе на 20 дБ амплитуда сигнала на выходе изменялась не более, чем на 6 дБ;
- в приемниках ЧМ сигналов АРУ можно не использовать.

В примечании к таблице вариантов указано, для какой части ВЧ тракта приемника нужно выполнить электрический расчет каскадов. Если в примечании указано РЧ, то это означает, что нужно сделать расчет входной цепи, УРЧ (если он есть), смесителя и сопряжения контуров преселектора и гетеродина, после чего выбрать микросхему (микросхемы), на которой можно выполнить тракт ПЧ (в том числе и преобразователь частоты). Если в примечании указано ПЧ, то это означает, что нужно сделать электрический расчет детектора, всех каскадов УПЧ и смесителя, после чего выбрать микросхему, на которой можно выполнить УРЧ (если он есть) и преобразователь частоты.

2. СОСТАВ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

Курсовая работа оформляется в виде пояснительной записки, содержащей следующее:

- оглавление;
- задание на курсовую работу;
- обоснование функциональной схемы ВЧ тракта;
- электрический расчет каскадов ВЧ тракта приемника;
- выбор микросхем;
- список использованной литературы;
- спецификацию;
- принципиальную схему ВЧ тракта приемника.

3. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ.

Пояснительная записка выполняется на белой писчей бумаге. Все листы пояснительной записки нумеруются. Первой страницей является титульный лист. Второй лист предназначается для рецензии.

Заголовки разделов пишутся прописными (большими) буквами. Все разделы, в которых могут быть подразделы, нумеруются арабскими цифрами. Заголовки подразделов пишутся строчными буквами (кроме первой). Перед заголовком подраздел., ставится номер, состоящий из номера раздела и номера подраздела, разделенных точкой.

Аналогичным образом нумеруются рисунки, таблицы и формулы. Рисунки и таблицы должны иметь заголовки.

В разделе "Электрический расчет каскадов" расчету каждого каскада должны предшествовать перечень исходных данных к расчету и принципиальная схема этого каскада. Обозначение элементов на схеме должно соответствовать обозначениям этих элементов, принятым в данном расчете.

4. ОБОСНОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ВЧ ТРАКТА ПРИЕМНИКА

4.1. Общие указания

4.1.1. Обоснование функциональной схемы ВЧ тракта проводится в предположении, что весь тракт выполняется на транзисторах заданного типа.

4.1.2. В техническом задании значения избирательности и коэффициента частотных искажений указаны в децибелах. Для проведения расчетов по формулам этого раздела необходимо выразить эти величины в раз. Это делается по следующему правилу:

$$\sigma = 1 \text{ дБ} = 10^{A/20} \text{ раз.}$$

4.1.3. После проведения расчетов результирующие значения избирательности и коэффициента частотных искажений должны быть выражены в децибелах (см. рис. 4.1., 4.2, 4.4):

$$\sigma = B \text{ раз} = 20 \lg(B) \text{ дБ.}$$

4.1.4. Если $\sigma_1 = A_1 \text{ дБ} = B_1 \text{ раз}$, а $\sigma_2 = A_2 \text{ дБ} = B_2 \text{ раз}$, то результирующее значение σ равно

$$\sigma = (A_1 + A_2) \text{ дБ} = B_1 \cdot B_2 \text{ раз.}$$

4.2. Определение необходимой полосы пропускания каскадов высокочастотного тракта

В техническом задании может быть указано либо значение полосы сигнала P_c , либо верхней частоты модуляции F_B . Эти две величины связаны между собой следующими соотношениями:

- для АМ сигнала $P_c = 2F_B$;

- для ЧМ сигнала $P_c = 2F_B(1 + \psi)$.

где ψ - индекс частотной модуляции; если в задании не указано значение ψ , то следует считать $\psi = 3,3$.

Необходимо изобразить спектр сигнала.

Для выбора полосы пропускания преселектора и тракта промежуточной частоты супергетеродинного приемника, а также для предварительного расчета избирательных систем ВЧ тракта необходимо определить полосу частот, занимаемую принимаемым сигналом. Полоса частот P_c принимаемого сигнала обусловлена видом параметрами модуляции сигнала. В табл. 1 приведены данные о ширине «реального» спектра различных радиосигналов.

| № | Класс радиоизлучения | | Полоса частот P_c , занимаемая радиосигналом |
|----|----------------------|--|---|
| | Обозначение | Тип радиосигнала | |
| 1 | A3 | Радиовещательный и радиотелефонный АМ (двухполосная модуляция) | $2F_{\text{макс}}$ |
| 2 | A3J | Радиовещательный ОБП или ОМ (однополосная модуляция с подавленной несущей) | $F_{\text{макс}}$ – для одного канала, $k(F_{\text{макс}} + \Delta f)$ – для k каналов |
| 3 | F3B | Радиовещательный ЧМ | $2F_{\text{макс}}(1 + \psi_m)$ |
| 4 | A5C | Телевизионный | $F_{\text{макс}}(1 + \sigma)$ |
| 5 | A2B | Телеграфный, АТ | $(6 \dots 10)F_m = 3 \dots 5/\tau_0$ |
| 6 | F1B | Телеграфный, ЧТ | $2(\Delta f_d + (3 \dots 5) F_m)$ |
| 7 | F6B | Телеграфный, ДЧТ | $2(3\Delta f_d + (3 \dots 5) F_m)$ |
| 8 | F9 | Телеграфный, ОФТ | $(6 \dots 10)F_m = 3 \dots 5/\tau_0$ |
| 9 | P3C | Телефонный, ИМ | $1/\tau_{\text{вст}}$ |
| 10 | F4B | Фототелеграфный | 3 кГц |

| | | | |
|----|-----|-------------------------|----------------|
| 11 | Р9В | Радиолокационный, ЧМ | $1/\tau_{уст}$ |
|----|-----|-------------------------|----------------|

В таблице 1

F_{\max} – максимальная частота модуляции;

Δf – интервал между каналами многоканального сигнала с ОМ;

Δf_m – девиация частоты сигнала ЧМ;

ψ_m – индекс частотной модуляции, $\psi_m = \Delta f_m / F_{\max}$;

σ – относительная ширина частично подавленной боковой полосы частот (обычно $\sigma = 0,2$);

F_m – частота манипуляции телеграфного (дискретного) сигнала;

τ_0 – длительность элементарной посылки телеграфного сигнала;

Δf_d – девиация частоты при частотной телеграфии;

$\tau_{уст}$ – время установления импульсного сигнала (обычно $\tau_{уст} = 0,1 \dots 0,3 \tau_{имп}$).

Выбор промежуточной частоты приемника

В супергетеродинном приемнике частоты побочных каналов приема, которые должны быть подавлены преселектором, и частота гетеродина f_r зависят от выбранной для данного приемника промежуточной частоты $f_{пр}$ (при однократном преобразовании) или от выбранных промежуточных частот $f_{пр1}, f_{пр2}, \dots, f_{прN}$ (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 ... 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 АМ сигналов – 110; 465; 1840 кГц;

Для радиовещательных приемников УКВ 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.

4.3. Выбор сопряжения

При выборе сопряжения следует учитывать следующие соображения:

- при верхнем сопряжении ($f_r > f_c$) уменьшается вероятность появления "свистящих точек" в рабочем диапазоне, что важно в диапазонах ДВ, СВ, КВ; необходимо указать причину влияния типа сопряжения на вероятность появления интерференционных помех;
- при нижнем сопряжении удастся выполнить гетеродин с большей стабильностью частоты, что важно в диапазонах УКВ и КВ при $f_c \geq 20$ МГц.

После выбора сопряжения, необходимо изобразить взаимное расположение частот сигнала f_c , гетеродина f_r и зеркального канала $f_{зк}$, а также рассчитать значения $f_{зк}$ и f_r на крайних частотах принимаемого диапазона.

4.4. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника

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

$$\sigma_{\Pi} \leq \sigma_{\Pi.ПРЧ} \cdot \sigma_{\Pi.ПЧ}$$

Обычно $\sigma_{\Pi.ПЧ} > \sigma_{\Pi.ПРЧ}$, т.к. полоса тракта ПЧ более узкая. Значения коэффициента частотных искажений преселектора лежат в пределах от 1,01 раза в диапазоне УКВ до 2,25 раза в диапазоне ДВ.

Коэффициент частотных искажений тракта ПЧ

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

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

$\sigma_{\Pi 2}$ - коэффициент частотных искажений вспомогательных широкополосных контуров, обычно $\sigma_{\Pi 2} \leq 1$ дБ = 1,122 раза. Распределение коэффициента частотных искажений по трактам приемника на первом этапе весьма условно и уточняется на последующих этапах расчета. Но в любом случае результирующий коэффициент частотных искажений не должен превышать значения, указанного в техническом задании.

4.5. Обоснование типа и количества резонансных систем преселектора

4.5.1. Назначение преселектора является основанием для выбора типа его резонансных систем. Напоминаем:

- 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 ДБ и СВ);
- преселектор должен обеспечить минимально возможный коэффициент шума приемника (важно в диапазонах КВ и особенно, УКВ).

4.5.2. Одноконтурной преселектор наиболее прост. Поэтому сначала проверяется возможность выполнения такого преселектора. Уравнение резонансной характеристики одиночного контура

$$\sigma = \sqrt{1 + (Q_0 \alpha)^2}. \quad (4.1')$$

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

$$Q_3 \geq \frac{\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}}{\alpha_{3K}} \quad (4.2')$$

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

$$\alpha_{3K} = \left| \frac{f_{3K}}{f} - \frac{f}{f_{3K}} \right|$$

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

Рассчитанное значение Q_3 следует округлять до целого значения, превышающего рассчитанное на 5 - 10 %. Например, рассчитанное значение $Q_3 = 26,3$ можно округлить до 30.

Полученное значение Q_3 сравнивают с конструктивно выполнимой добротностью Q_K (см. табл. 4.1). 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 $\gamma_T = 1,1 - 1,5$ (чем выше частота, тем больше γ_T). Коэффициент шунтирования входной проводимостью полевого транзистора, а также коэффициент шунтирования выходной проводимостью любого транзистора близок к 1 ($\gamma_T = 1,01 - 1,1$). Коэффициент шунтирования антенной $\gamma_A = 1$, если сопротивление антенны не имеет активной составляющей, $\gamma_A = 2$, если антенна настроенная, $\gamma_A = 1,1 - 1,5$ в других случаях.

Если $Q_3 > \frac{Q_K}{\gamma}$, то одноконтурный преселектор не может выполнить заданную избирательность по зеркальному каналу и нужно перейти к п. 4.5.3.

Если $Q_3 < \frac{Q_K}{\gamma}$, то определяется коэффициент частотных искажений контура с такой добротностью,

$$\sigma_{II} = 1 + \left[\frac{Q_3 P_p}{f} \right]^2 \quad (4.3')$$

где P_p - расчетная полоса пропускания, $P_p = P_c + 2\Delta f_{\text{сопр}}$.

$\Delta f_{\text{сопр}}$ - погрешность сопряжения контуров преселектора и гетеродина (см. табл. 4.1);

f - минимальная частота диапазона,

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

Полученное значение σ_{II} сравнивают со значением $\sigma_{II, \text{трч}}$ определенным в п. 4.4.

Если $\sigma_{II} \leq \sigma_{II, \text{трч}}$, то можно считать, что одноконтурный преселектор выполняет свое назначение. В диапазонах ДВ и СВ при этом можно обойтись без УРЧ. В диапазоне КВ для уменьшения коэффициента шума нужно сделать апериодический УРЧ, шум которого меньше, чем шум смесителя. Так же можно поступить и в диапазоне УКВ, хотя в этом диапазоне предпочтительнее вариант, описанный в п. 4.5.6.

Если $\sigma_n > \sigma_{n,трч}$, то одноконтурный преселектор не может одновременно обеспечить и заданную избирательность допустимый коэффициент частотных искажений. Нужно использовать в преселекторе более сложную резонансную систему.

Таблица 4.1.

Значения $\sigma_{п.трч}$, Q_k и $\Delta f_{сопр}$ на различных диапазонах

| Диапазон | ДВ | СВ | КЗ | УКВ |
|--------------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $\sigma_{п.трч}$, раз | $\leq 2,51$ | $\leq 1,41$ | $\leq 1,25$ | $\leq 1,19$ |
| Q_k - катушка с сердечником | 90 - 140 | 110 - 140 | 140 - 190 | 100 - 200 |
| Q_k - катушка без сердечника | 10 - 50 | 40 - 100 | 60 - 150 | 100 - 200 |
| $\Delta f_{сопр}$, кГц | 1 - 3 | 3-5 | 10-20 | до 300 |

4.5.3. 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.

Более сложные резонансные системы в преселекторе, как правило, не используются, т.к. их трудно перестраивать в диапазоне, частот. Если расчет показывает, что требуется дальнейшее усложнение резонансной системы преселектора, то увеличивают промежуточную частоту и переходят к двойному преобразованию частоты. Все варианты заданий на курсовой проект, предложенные в данном пособии, выполняются при одном преобразовании частоты.

Преселектор с n ($n = 2, 3$) одиночными контурами обеспечивает меньший коэффициент шума, чем преселектор с двухконтурной входной цепью, и поэтому используется в диапазонах КВ и УКВ.

Двухконтурная входная цепь лучше подавляет сильные помехи перед первым нелинейным элементом, т.е. лучше защищает от перекрестной модуляции. Этот вариант предпочтительнее в диапазонах

ДВ и СВ, где сильные помехи более вероятны.

4.5.4. Преселектор с n одиночными контурами имеет резонансную характеристику, описываемую уравнением

$$\sigma = \sqrt{1 + (Q_{\Sigma}\alpha)^2}^n \quad (4.1'')$$

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

$$Q_{\Sigma} \geq \frac{\sqrt{\sqrt[n]{\sigma_{зк}^2} - 1}}{\alpha_{зк}} \quad (4.2'')$$

Так же, как и в п. 4.5.2, значение Q_{Σ} сравнивают со значением Q_k и определяют коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{Q_{\alpha} \Pi_p}{f} \right)^2} \right)^n \quad (4.3'')$$

Если нужные соотношения не выполняются при $n=2$, берут $n=3$ и повторяют расчет.

4.5.5. Двухконтурная входная цепь при критической связи между контурами имеет резонансную характеристику, описываемую уравнением

$$\sigma = \sqrt{1 + 0,25(Q_{\alpha})^4} \quad (4.4)$$

Из этого уравнения определяют значение эквивалентной добротности необходимое для обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу,

$$Q_{\alpha} \geq \frac{\sqrt[4]{4(\sigma_{\text{ЗК}}^2 - 1)}}{\alpha_{\text{ЗК}}} \quad (4.5)$$

Так же, как и в п. 4.5.2, значение Q_{α} сравнивают со значением Q_K и определяют коэффициент частотных искажений,

$$\sigma_{\Pi} = \sqrt{1 + 0,25 \left(\frac{Q_{\alpha} \Pi_p}{f} \right)^4} \quad (4.6)$$

4.5.6. В диапазоне УКВ собственный шум приемника является основной помехой. Поэтому для повышения реальной чувствительности приемника нужно увеличить коэффициент усиления и уменьшить коэффициент шума преселектора. Для уменьшения собственного шума входную цепь делают с минимальным числом элементов в виде не перестраиваемого широкополосного контура. При этом входную цепь можно сильно связать с антенной, что обеспечивает малый коэффициент шума.

Такую входную цепь настраивают на среднюю частоту диапазона

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_{\text{макс}} + f_{\text{мин}}}{2}$$

Полоса пропускания входной цепи должна пропускать весь диапазон,

$$\Pi_p = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}$$

Контур с такой полосой имеет маленькую добротность

$$Q_{\alpha} = \frac{f_{\text{ср}}}{\Pi_p}$$

и обеспечивает маленькую избирательность по зеркальному каналу $\sigma_{\text{ЗК.ВЦ}}$, которую нужно определить по (4.1') при $\alpha = \alpha_{\text{ЗК}}$, $f = f_{\text{ср}}$. Коэффициент частотных искажений входной цепи $\sigma_{\text{П.ВЦ}}$ определяется по (4.3') при $f = f_{\text{ср}}$.

Контур, стоящий в нагрузке УРЧ, должен обеспечить избирательность по зеркальному каналу

$$\sigma_{\text{ЗК.УРЧ}} = \frac{\sigma_{\text{ЗК}}}{\sigma_{\text{ЗК.ВЦ}}}$$

Для этого он должен иметь эквивалентную добротность, определяемую по (4.2') и соответствующую условию $Q_{\alpha} < \frac{Q_K}{\gamma}$.

Коэффициент частотных искажений в контуре УРЧ $\sigma_{\text{П.УРЧ}}$ определяется по (4.3'). Общий коэффициент частотных искажения преселектора

$$\sigma_{\text{П.ПРЧ}} = \sigma_{\text{П.ВЦ}} \cdot \sigma_{\text{П.УРЧ}}$$

Он должен быть не больше допустимого значения, принятого в п.4.4. Если это условие не выполняется, в преселекторе нужно сделать еще один одноконтурный УРЧ.

4.5.7. Определяется избирательность преселектора по промежуточной частоте $\sigma_{\text{пр}}$ при найденной добротности Q_3 . Расчет делается по уравнению резонансной характеристики преселектора (формула (4.1) или (4.4)) на той частоте диапазона f , которая ближе к промежуточной частоте,

$$\alpha = \alpha_{\text{ПР}} = \left| \frac{f_{\text{ПР}}}{f} \right| - \left| \frac{f}{f_{\text{ПР}}} \right|$$

Если избирательность по промежуточной частоте получается меньше требуемой, то можно либо увеличить Q_3 (если это конструктивно выполнимо и коэффициент частотных искажений не превысив допустимого значения), либо поставить в преселекторе дополнительной заградительные фильтр-пробку, обеспечивающий недостающую избирательность.

4.5.8. В диапазонах ДВ и GB имеет смысл определить избирательность преселектора по соседнему каналу. Она определяется на максимальной частоте диапазона по уравнению резонансной характеристики преселектора при $\alpha = \alpha_{\text{СК}}$.

$$\alpha_{\text{СК}} = \frac{2\Delta f_{\text{СК}}}{f}$$

где $\Delta f_{\text{СК}}$ - расстройка по соседнему каналу, ее значения указаны в пояснении к формуле (4.8).

Как правило, значение $\sigma_{\text{СК}}$ в преселекторе мало. Но в некоторых случаях учет этой избирательности помогает упростить схему тракта ПЧ, где обеспечивается основная избирательность по соседнему каналу.

4.5.9. После определения коэффициента частотных искажений преселектора следует вернуться к п. 4.4 и уточнить значение коэффициента частотных искажений, который может создать тракт ПЧ,

4.5.10. На основании проделанных расчетов следует нарисовать функциональную схему преселектора с указанием основных сведений о каскадах преселектора.

Например, пусть в результате расчетов стало известно, что в преселекторе 2 одиночных контура с добротностью $Q_3 = 70$ при $Q_K = 150$ обеспечивают $\sigma_{\text{зк}} > 36$ дБ, $\sigma_{\text{н}} = 1,5$ дБ, $\sigma_{\text{пр}} = 32$ дБ при требуемом значении $\sigma_{\text{пр.треб}} = 34$ дБ. Тогда функциональная схема преселектора будет иметь вид, показанный на рис. 4.1.

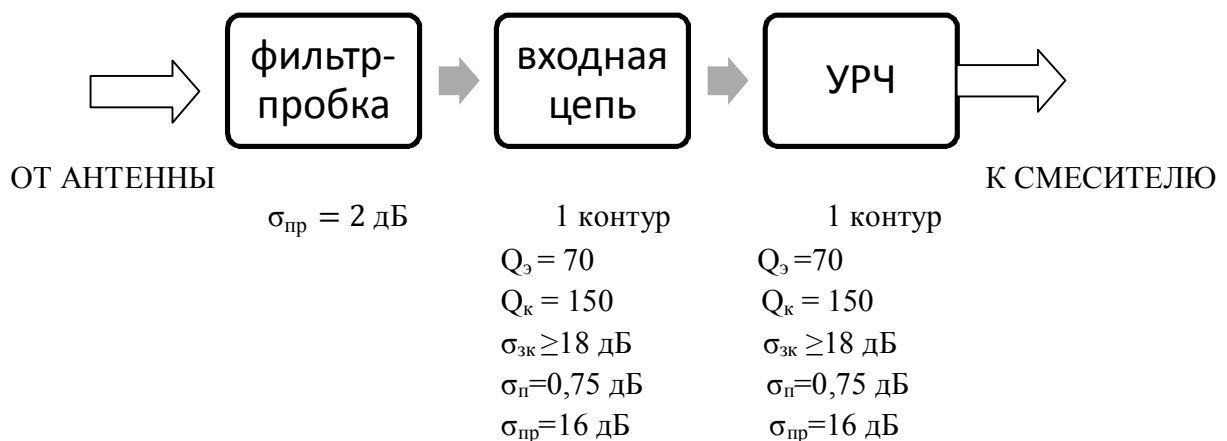


Рис. 4.1. Функциональная схема преселектора (пример).

4.6. Обоснование типа и количества резонансных систем тракта ПЧ

4.6.1. Назначение резонансных систем тракта 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 ФЧХ.

4.6.2. 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, влияющим 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.

Одиночные ШП контура могут быть также нагрузкой и некоторых предоконечных УПЧ. Нужно иметь в виду, что одиночные контура могут выполнять часть избирательности по соседнему каналу (не более, чем на 3 дБ), но они и вносят частотные искажения $\sigma_{п2}$, ориентировочно определенные в п. 4.4.

4.6.3. 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 $\Pi = (0,7 - 0,5) \cdot \Pi_{0,5}$;
- УПЧ, в нагрузке которого стоит ШП контур, имеет больший коэффициент усиления, чем УПЧ с резисторной нагрузкой.

4.5.4. Подбор ПКФ (см. табл. 4.2 или другую литературу) производится по трем параметрам. Частота настройки ПКФ должна быть равна промежуточной частоте. Избирательность по соседнему каналу ПКФ должна быть не хуже заданной. В крайнем случае она может быть меньше требуемой на 3дБ, если есть возможность получить недостающую избирательность с помощью вспомогательных контуров.

Полоса пропускания ПКФ на уровне $\sigma_{п}$ должна быть равна (или немного больше) полосы сигнала Π_c на уровне $\sigma_{п1}$. В диапазоне УКВ полоса ПКФ должна быть шире полосы сигнала в 1,4 - 2 раза.

Если удаётся подобрать ПКФ, то переходят к п. 4.6.9.

4.6.5. Если не удастся подобрать ПКФ, то в приемниках ЧМ сигнала используют двухконтурные фильтры с критической связью между контурами. Определение числа n таких фильтров производится по уравнению резонансной характеристики двухконтурных фильтров:

$$\sigma = (\sqrt{1 + 0,25(Q_3\alpha)^4})^n \quad (4.7)$$

Из этого уравнения определяется, какой должна быть добротность контуров для обеспечения избирательности по соседнему каналу,

$$Q_n \geq \frac{\sqrt[4]{4(\sqrt[n]{\sigma_{СК}^2} - 1)}}{\alpha_{СК}} \quad (4.8)$$

$$\text{где } \alpha_{СК} = \frac{2\Delta f_{СК}}{f_{ПР}}$$

$\Delta f_{СК}=9$ кГц при АМ и $\Delta f_{СК}=250$ кГц при ЧМ.

Далее из уравнения (4.7) определяется, какой должна быть добротность контуров для обеспечения заданного коэффициента частотных искажений,

$$Q_n \leq \frac{\sqrt[4]{4(\sqrt[n]{\sigma_{н1}^2} - 1)}}{\alpha_n} \quad (4.9)$$

$$\text{где } \alpha_n = \frac{\Pi_c}{f_{ПР}}.$$

Расчет выполняется по формулам (4.8) и (4.9) при $n=1, 2, \dots$ до тех пор, пока не будет найдено число n , при котором выполняются условия:

$$Q_n \leq Q_n, \quad (4.10)$$

т.к. только при выполнении этого условия можно одновременно выполнить требования по избирательности и по частотным искажениям. Эквивалентная добротность контуров берется в интервале значений от Q_n до Q_n ,

$$Q_n \leq Q_n \leq Q_n$$

причем это должно быть конструктивно выполнимое значение, т.е.

$$Q_n \leq \frac{Q_n}{\gamma_T} \quad (4.11)$$

Таблица 4.2

Параметры пьезокерамических
и электромеханических фильтров

| Тип фильтра | f_0 , кГц | П, кГц | σ_{Π} , дБ | $\sigma_{СК}$, дБ | B_0 , дБ | $R_{ВХ}$, кОм | $I_{ВЫХ}$, 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 _о | 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 $\Delta f_{СК}=252,5$ кГц ;

^{xx} – при $\Delta f_{СК}=292$ кГц .

Параметрам фильтров приведены по данным [11].

4.6.6. ФСС можно использовать в приемниках АМ сигналов. Расчет числа звеньев ФСС производится по [2, § 8.10], или [3, с. 100 - 103], или [5, § 6,3], или [6] (см. также приложение).

4.6.7. В приемниках АМ сигналов, выполненных на полевых транзисторах, которые мало шунтируют резонансные системы, можно использовать вместо ФСС двухконтурные фильтры при связи между контурами больше критической. Уравнение резонансной характеристики n таких фильтров имеет вид:

$$\sigma = \left(\frac{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}{(2\beta)} \right)^2$$

где $\xi = Q_0 \alpha$.

Задаваясь числом n , определяют коэффициент β , при котором провал на резонансной частоте в двугорбой резонансной характеристике не опускается ниже уровня 3 дБ,

$$\beta \leq \sqrt{2^{\frac{n}{2}} - 1} + \sqrt{(2^{\frac{n}{2}} - 1)^2 - 1}$$

Затем по тому же принципу, что и в п. 4.6.6, отделяют значения $Y_{\text{и}}$ и $Q_{\text{п}}$, используя формулу

$$Q_{\text{з}} = \frac{\sqrt{\beta^2 - 1 \pm 2\beta\sqrt{\sqrt[n]{\sigma^2} - 1}}}{\alpha}$$

Находят такое значение n , при котором выполняются условия (4.10) и (4.11).

4.6.8. Если с помощью ПКФ, ФСС или двухконтурных фильтров удастся обеспечить только часть избирательности по соседнему каналу, то оставшуюся часть обеспечивают с помощью вспомогательных одиночных контуров. Пусть недостающее значение избирательности по соседнему каналу $\sigma_{\text{ск}2}$. Расчет числа n одиночных контуров и их добротности производится по тому же принципу, что и в п.4.6.5 определяется число двухконтурных фильтров, по формулам

$$Q_{\text{и}} \geq \frac{\sqrt{\sqrt[n]{\sigma_{\text{ск}2}^2} - 1}}{\alpha_{\text{ск}}}$$

$$Q_{\text{п}} \leq \frac{\sqrt{\sqrt[n]{\sigma_{\text{п}2}^2} - 1}}{\alpha_{\text{п}}}$$

Проверяются условия (4.10) и (4.11).

4.6.9. Если ПКФ, ФСС или двухконтурные фильтры обеспечивают всю избирательность по соседнему каналу, то определяют, какой должна быть добротность вспомогательных контуров, чтобы коэффициент частотных искажений в этих контурах не превышал значения $\sigma_{\text{п}2}$. Расчет делают по (4.12), где n - это количество вспомогательных контуров. Если количество ШП контуров на этом этапе расчета ещё не определено, то нужно сначала выполнить расчеты по п. 4.7, а затем вернуться к расчету по данному пункту.

4.6.10. На основании расчетов, проделанных в разделе 4.6, нужно нарисовать функциональную схему тракта ПЧ с указанием основных сведений о каскадах этого тракта. Например, пусть вею избирательность $\sigma_{\text{ск}} = 40$ дБ выполнит ПКФ, у которого полоса на уровне 6 дБ равна ПС. Можно уверенно предположить, что перед ПКФ будет стоять вспомогательный контур. Одиночный контур будет и в нагрузке окончного УПЧ. Пока неясно, сколько каскадов УПЧ понадобится в тракте ПЧ. Поэтому расчеты по п. 4.6.9 не производились. Тогда по известным данным функциональная схема тракта ПЧ будет иметь вид, как на рис. 4.2.

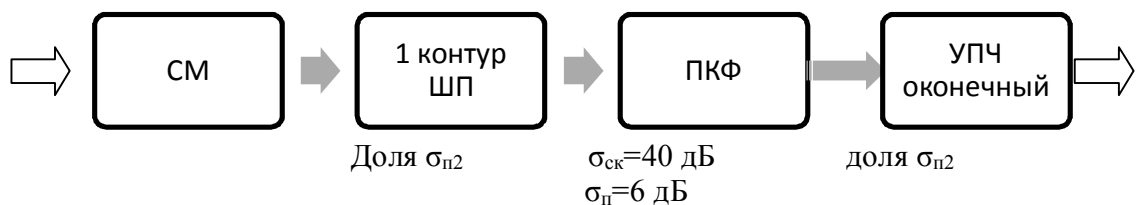


Рис. 4.2. функциональная схема тракта ПЧ (пример)

4.7. Определение У - параметров транзистора

4.7.1. У биполярного транзистора У- параметры сильно зависят от частоты и режима по постоянному току. В [1] приведены значения У- параметров транзисторов ГТ-309, ГТ-322, ГТ-313, рассчитанные в широком диапазоне частот при токе эмиттера в рабочей точке 1 мА. Положение рабочей точки соответствует середине квадратичного участка проходной характеристики ($U_{сэ} \approx 0,2 - 0,3$ В).

Для проведения необходимых расчетов нужно знать У- параметры транзистора на промежуточной частоте и на нескольких частотах принимаемого диапазона. Если коэффициент перекрытия диапазона $k_d \leq 1,5$, то У- параметры достаточно знать на одной - средней частоте диапазона. При $1,5 < k_d \ll 2,5$ У- параметры транзистора нужно знать на крайних частотах диапазона, а при $k_d > 2,5$ - на крайних и средней частотах диапазона.

Если У- параметры известны на частотах f_1 и f_2 , то значения У- параметров на частоте $f = (f_1 + f_2)/2$ можно найти простым усреднением соответствующих значения.

4.7.2. У полевых транзисторов У - параметры мало зависят от частоты, а от положения рабочей точки в основном зависит только параметр Y_{21} . В табл. 4.3 приведены параметры нескольких типов полевых транзисторов. На рис. 4.3а - 4.3в приведены зависимости прямой проводимости крутизны Y_{21} от напряжения затвор-исток, а на рис. 4.3г - зависимость проводимостей g_{11} и g_{22} от частоты.

Рабочую точку в УРЧ я ЛИ можно выбрать там, где значение Y_{21} достаточно велико. Для транзисторов КП-305 и КП-313 можно рекомендовать режим при $U_{зи}=0$, а для транзистора КП-902 - при $U_{зи} = 5-10$ В. Рабочую точку преобразователя частоты следует выбирать на середине линейного участка зависимости Y_{21} от напряжения $U_{зи}$. Для транзистора КП-Э02 следует иметь в виду, что для получения нужного смещения потребуется специальная схема, например, с делителем в цепи затвора.

В табл. 4.3 некоторые величины не указаны. Следует считать, что они малы и в расчетах их можно не учитывать.

Таблица 4.3.

Параметры высокочастотных полевых транзисторов с изолированным затвором и каналом n-типа [10]

| Параметр | КП-305Д (Е, Ж, И) | КП-313А (Б, В) | КП-902А (Б, В) |
|-----------------------------------|-------------------|----------------|----------------|
| Y_{21} , мСм | Рис. 4.3а | Рис. 4.3б | Рис. 4.3в |
| C_{11} , пФ | ≤ 5 | ≤ 7 | ≤ 11 |
| g_{11} , мкСм | Рис. 4.3г | - | - |
| C_{22} , пФ | - | - | ≤ 11 |
| g_{22} , мкСм | Рис. 4.3г | - | - |
| C_{12} , пФ | $\leq 0,8$ | $\leq 0,9$ | $\leq 0,6$ |
| К-т шума, дБ (при $f=250$ МГц) | ≤ 6 | $\leq 7,5$ | ≤ 6 |

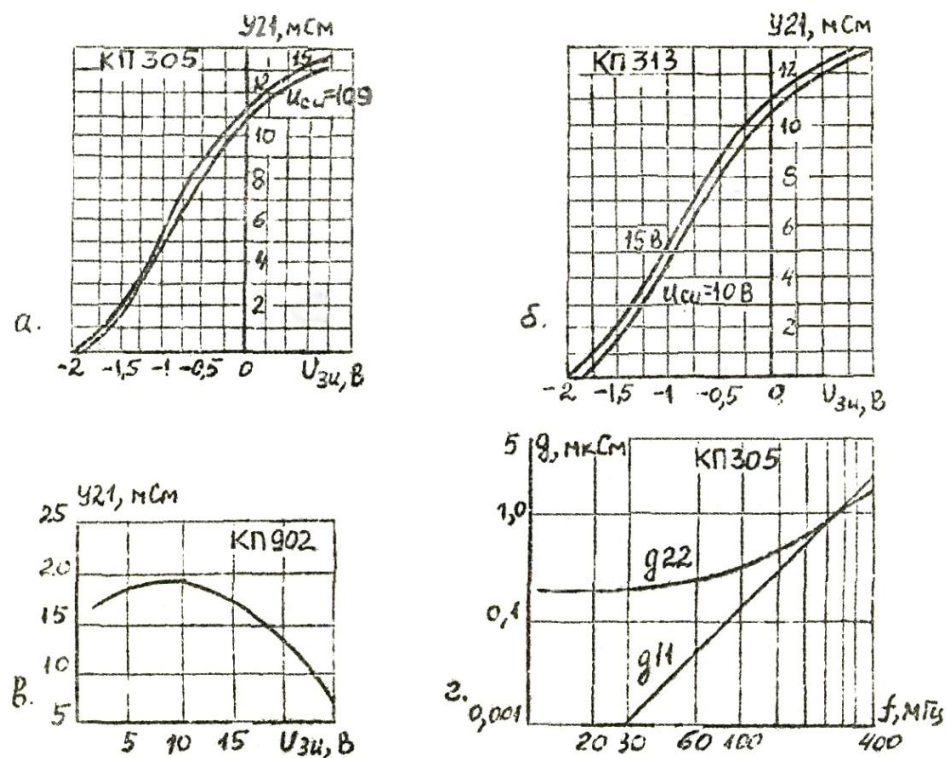


Рис. 4.3. основные характеристики транзисторов КП-305, КП-313, КП-902

4.8. 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

$$K_{\text{общ}} = \frac{AU_{\text{вх.д}}}{E_A h_D m_H}$$

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

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

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.

$$K_{\text{общ}} = K_{\text{вц}} \cdot K_{\text{урч}} \cdot K_{\text{см}} \cdot K_{\text{упч1}} \cdot \dots \cdot K_{\text{упч.ск}}$$

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 $K_{\text{вц}} = 2 - 5$.

$K_{урч}$ - 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

$$K_{0,уст} = \sqrt{|K_{уст} - 1| 2 \frac{y_{21}}{y_{12}}} \quad (4.13)$$

где $|K_{уст} - 1| = 0,1 - 0,2$;

y_{21}, y_{12} - параметры транзистора на максимальной частоте диапазона.

$K_{упч\ i}$ - 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 по (4.13), 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 - 12.

$K_{см}$ - коэффициент усиления смесителя, он сильно зависит от коэффициента передачи фильтра в его нагрузке. В предварительном расчете можно считать, что $K_{см} = 0,5 - 1 K_{упч.шп}$, 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 ЧМ сигналов оконечный УПЧ - это ведущий каскад частотного детектора. Он имеет достаточно большой коэффициент усиления. Ориентировочно можно считать $K_{упч.ок} = 40 - 50$.

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 (4.14), в которой коэффициент 25 имеет размерность $1/V$ и учитывает, что ток эмиттера в рабочей точке, равный 1 мА, соответствует середине квадратичного участка.

$$K_{упч.ок} = \frac{U_{вх.д}}{U_{доп}} \geq 25 U_{вх.д} \sqrt{\frac{m}{K_{г.доп}}} \quad (4.14)$$

где $K_{г.доп}$ - допустимый коэффициент гармоник, $K_{г.доп} = 2 - 5 \%$;

m - максимальная глубина модуляции, $m - 90 \%$.

Коэффициента-усиления оконечного УПЧ, определенный по (4.14), превышает устойчивый коэффициент усиления. 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.

Например, пусть в 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 $K_{вч} = 0,1$, $K_{урч} = 8$, $K_{см} = 20$, $K_{упч1} = 40$, $K_{упч.ок} = 110$. 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.

При обосновании количества каскадов усиления тракта ВЧ 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.

4.9. Обоснование схем гетеродина и детектора

Гетеродин выполняется либо на том же транзисторе, что и смеситель (совмещенные гетеродин), либо на отдельном транзисторе (раздельный гетеродин). Напряжение гетеродина подается, как правило, в эмиттерную цепь транзистора, но может подаваться и в цепь базы. Следует выбрать один из вариантов и описать его преимущества и недостатки.

В приемниках АМ сигналов детектор бывает диодным или транзисторным. В приемниках ЧМ сигналов используются дробный частотный детектор или частотный детектор со связанными контурами. Следует выбрать один из вариантов и описать его преимущества и недостатки.

Необходимые сведения о гетеродинах и детекторах есть в любом учебнике по радиоприемным устройствам.

4.10. Обоснование схемы АРУ в приемнике АМ сигналов

Принцип работы и типы АРУ описаны во всех учебниках по радиоприемным устройствам. АРУ в приемниках на биполярных транзисторах особенно полно описана в [2, § 10.1]. Принцип АРУ в микросхемах обычно описывается в справочной литературе по микросхемам.

При обосновании схемы АРУ следует ответить на следующие вопросы:

- в скольких каскадах производится АРУ, какая глубина регулировки при этом обеспечивается;
- в каких именно каскадах производится АРУ;
- каков принцип регулировки;
- детектор АРУ совмещен с детектором сигналов или нет;
- имеется ли задержка или псевдозадержка АРУ ?

4.11. Результаты обоснования функциональной схемы ВЧ тракта

На основании расчетов этого раздела нужно нарисовать полную функциональную схему тракта ВЧ, объединив результаты расчетов по пп. 4.5, 4.6, 4.8 и 4.10. После составления такой схемы становится точно известно, сколько вспомогательных контуров должно быть в тракте ПЧ. Вернувшись к п.4.6.9, следует уточнить эквивалентную добротность этих контуров.

Например, объединив схемы на рис. 4.1 и 4.2,а также данные примера в п.4.8, получил функциональную схему, показанную на рис. 4.4. Из нее видно, что в тракте ПЧ есть 3 вспомогательных контура. Пусть при расчете по (4.12) получается, что при добротности $Q_3 = 15$ они дают коэффициент частотных искажений $\sigma_{ПЧ} = 1$ дБ. Это также отмечено на рис. 4.3.

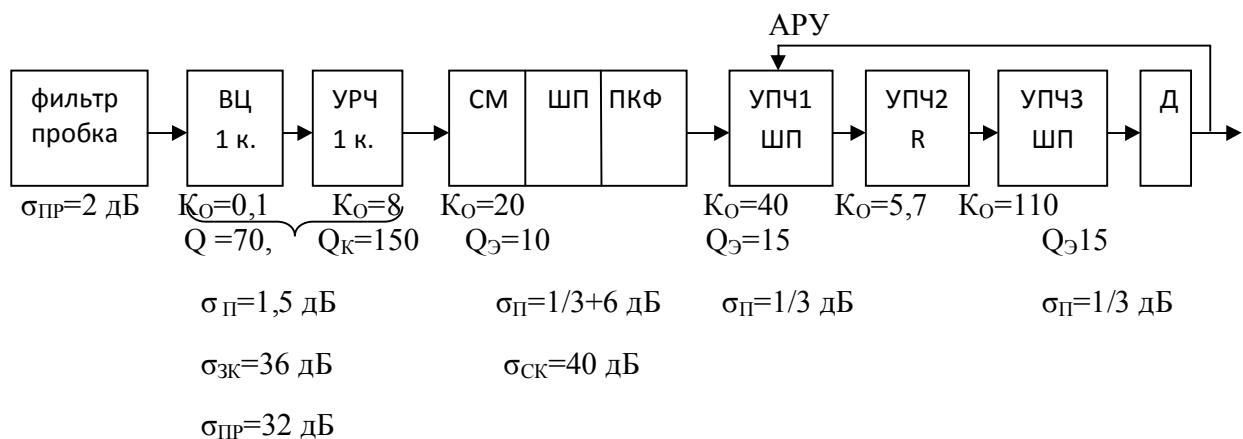


Рис. 4.4. функциональная схема ВЧ тракта (пример)

5. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КАСКАДОВ ВЧ ТРАКТА ПРИЕМНИКА

Электрический расчет каскадов ВЧ тракта можно выполнить по [1], а также по [2], если заданы биполярные транзисторы, или по [3], если заданы полевые транзисторы. Можно использовать и любую другую литературу по расчету каскадов приемника.

Как указано в раздел 1, необходимо выполнить электрический расчет не всего ВЧ тракта, а только одной его части, указанной в таблице вариантов. Если по заданию требуется делать расчет РЧ и расчет выполняется по [1], то при расчете смесителя потребуется знать входную проводимость следующего каскада (УПЧ1), получающуюся из-за обратной связи в нем. Необходимые данные можно определить по следующим приближенным соотношениям:

$$|g_{\text{ВХ.ОС.МАКС}}| = \frac{Y_{21} \cdot Y_{12}}{G \cdot P_c}$$

$$C_{\text{ВХ.ОС.МАКС}} = \frac{Y_{21} \cdot Y_{12}}{G P_c \pi f_{\text{ПР}}}$$

где Y_{21} и Y_{12} - параметры транзистора на промежуточной частоте;

$G = 6,28 \cdot 10^{-8}$ при $f_{\text{ПР}} \leq 465$ кГц;

$G = 6,28 \cdot 10^{-9}$ при $f_{\text{ПР}} > 465$ кГц.

Если по заданию требуется делать расчет ПЧ, то при расчете детектора нужно задаваться входным сопротивлением УНЧ. Если тракт выполнен на биполярных транзисторах, $R_{\text{ВХ.УНЧ}} = 1-5$ кОм, если тракт выполнен на полевых транзисторах, $R_{\text{ВХ.УНЧ}} = 100 - 200$ кОм.

6. ВЫБОР МИКРОСХЕМ

Как указано в разделе 1, необходимо подобрать микросхему (МС) для той части тракта, для которой не выполняется электрический расчет каскадов (можно вместе с преобразователем частоты). Сведения о нужных МС можно найти в [4], [7], [8] и в других современных справочниках, а также в журнале "Радио". Предпочтение следует отдавать МС с большой степенью интеграции. Для выбранной МС нужно привести ее технические характеристики и схему соединений с внешними цепями. Желательно описать особенности этой МС и ее внутреннюю структуру. Обязательно должны быть приведены соображения, по которым выбрана указанная МС. Необходимо доказать, что выбранная МОС соответствует разработанное функциональной схеме ВЧ тракта и состыковывается с каскадами, выполненными на дискретных элементах.

7. ВЫВОДЫ О РЕЗУЛЬТАТАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Выводы о результатах проектирования рекомендуется свести в таблицу, подобную табл.7.1 хотя возможно и другое оформление этого раздела. Помимо технических характеристик, указанных в табл. 7.1, можно сделать выводы и по поводу других технических характеристик спроектированного приемника. В примечании таблицы следует указать, удовлетворяет ли полученный результат задание на курсовой проект.

Таблица 7.1.

Результаты проектирования

| Тех. Характеристика тракта ВЧ | Требования задания | Результаты расчета по разделу 4, по разделу 5 | Примечание |
|--------------------------------|--------------------|---|------------|
| $\sigma_{\text{ЭК.ВЦ}}$, дБ | - | | |
| $\sigma_{\text{ЭК.УРЧ}}$, дБ | - | | |
| $\sum \sigma_{\text{ЭК}}$, дБ | | | |
| $\sigma_{\text{ПР.ВЦ}}$, дБ | - | | |
| $\sigma_{\text{ПР.УРЧ}}$, дБ | - | | |
| $\sum \sigma_{\text{ПР}}$, дБ | | | |
| $\sigma_{\text{СК.ВЦ}}$, дБ | - | | |
| ... | | | |
| $\sigma_{\text{СК.УРЧ}}$, дБ | - | | |
| $\sum \sigma_{\text{СК}}$, дБ | | | |
| $\sigma_{\text{П.ВЦ}}$, дБ | - | | |
| ... | | | |
| $\sigma_{\text{П.УПЧ}}$, дБ | - | | |
| $\sum \sigma_{\text{П}}$, дБ | | | |
| $K_{\text{ВЦ}}$ | - | | |
| ... | | | |
| $K_{\text{УПЧ.ОК}}$ | - | | |
| $K_{\text{ОБЩ}}$ | | | |

8. СПЕЦИФИКАЦИЯ И ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ВЧ ТРАКТА

Спецификация составляется только на ту часть ВЧ тракта, для которой был выполнен электрический расчет каскадов. В спецификации нужно указать тип и номинал элементов схемы. Нумерация элементов спецификации должна соответствовать нумерации элементов на принципиальной схеме. В примечании к спецификации можно указать обозначение элемента в электрическом расчете и страницу, на которой сделан этот расчет.

Принципиальную схему можно выполнять на ватмане или миллиметровке любого формата. На принципиальной схеме должны быть показаны все каскады ВЧ тракта, в том числе гетеродин и АРУ. Микросхемы изображаются со всеми рекомендованными навесными элементами. Показывать внутреннюю структуру микросхемы желательно.

Оформление принципиальной схемы должно соответствовать современным стандартам.

ЛИТЕРАТУРА

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. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.: ил.
3. Онищук А.Г., Забеньков И.И., Амелин А.М. Радиоприёмные устройства. Уч. пособие. Минск, ООО «Новые знания», 2005. – 240 с.
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.

Определение количества звеньев ФСС

Количество звеньев ФСС можно определять графически в следующей последовательности.

1. Задаются относительной расстройкой на границах полосы пропускания, $\alpha_{\Pi} = 0,7 - 0,9$ и определяют расчетную полосу ФСС.

$$P_p = \frac{P_c}{\alpha_{\Pi}}$$

2. Определяют необходимую добротность контуров ФСС

$$Q_H = \frac{2\sqrt{2} f_{\Pi p}}{P_p}$$

и сравнивают ее с наибольшей конструктивно выполнимой добротностью $Q_K \leq 200 - 300$.

Если $Q_H \leq Q_K$, то ФСС выполнить можно.

Если $Q_H > Q_K$, то нужно либо задаться меньшим значением α_{Π} и пересчитать P_p и Q_H , либо отказаться от использования ФСС при заданных значениях $f_{\Pi p}$ и P_c .

3. Определяют относительную расстройку по соседнему каналу

$$\alpha_{СК} = \frac{2\Delta f_{СК}}{P_p}$$

4. Определяют обобщенное затухание

$$\beta = \frac{2f_{\Pi p}}{Q_K P_p}$$

Для дальнейших расчетов округляют значение β до ближайшего меньшего числа из набора чисел, указанных на рис. П.1 для β .

5. По графику рис. П.1 определяет ослабления на краях полосы пропускания $\sigma_{\Pi.3}$ (при $\alpha = \alpha_{\Pi}$) и по соседнему каналу $\sigma_{СК}$, (при $\alpha = \alpha_{СК}$), даваемые одним звеном ФСС.

6. Определяют, сколько звеньев ФСС необходимо для получения заданной избирательности по соседнему каналу,

$$n_{СК} = \frac{\sigma_{СК}}{\sigma_{СК.3}}$$

(в эту и следующую формулы значения σ подставляйся в дБ). Полученное значение округляют до ближайшего большого целого числа.

7. Определяют, сколько звеньев должен иметь ФСС, чтобы коэффициент частотных искажения в нем не превосходил допустимого для ФСС значения $\sigma_{\Pi.1}$,

$$n_{\Pi} = \frac{\sigma_{\Pi.1}}{\sigma_{\Pi.3}}$$

Полученное значение округляют до ближайшего меньшего целого, числа.

8. Если $n_{\Pi} \geq n_{СК}$, то можно считать, что число звеньев ФСС $n = n_{\Pi}$. При этом избирательность по соседнему каналу Б ФСС равна

$$\sigma_{СК} = \sigma_{СК.3} \cdot n$$

а коэффициент частотных искажений

$$\sigma_{\Pi.1} = \sigma_{\Pi.3} \cdot n$$

9. Если $n_{\Pi} < n_{СК}$, то нужно либо уменьшить значения α_{Π} , либо увеличить значение Q_K и повторить расчет.

Если нужное соотношение n_{Π} и $n_{СК}$ не получается или получается при $n > 6$, то следует отказаться от применения ФСС при заданных значениях $f_{\Pi p}$ и P_c .

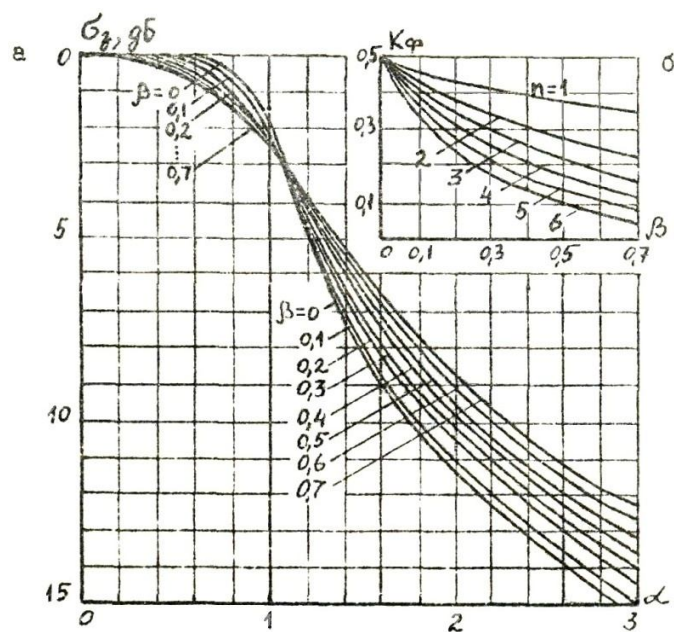


Рис. П.1. Обобщенные резонансные кривые
П-образного звена ФСС:
А – ослабления σ_d ; б – коэффициента передачи K_{Φ}

На рис. П.2 показана схема трехзвенного ФСС. Каждое звено ФСС – это П-образный LC-фильтр.

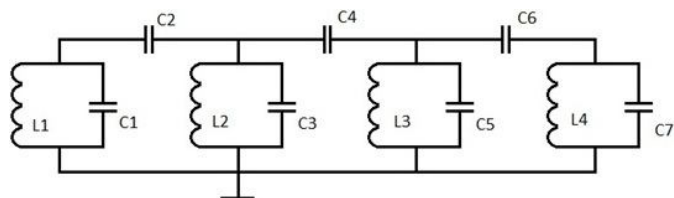


Рис. П.2. Трехзвенный ФСС