

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования

«Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Кафедра радиотехники и радиосистем

**Расчет и схемотехническое моделирование функциональных  
узлов радиоприемного устройства**

Учебное пособие для курсового проектирования

**Составитель**

**Е.К.Левин**

Владимир 2015

УДК 621.396.6

Рецензенты:

доктор технических наук, доцент  
Ярославского государственного университета  
А.Л.Приоров

кандидат технических наук, профессор Владимирского  
государственного университета  
Г.П.Колесник

Печатается по решению редакционно-издательского совета Владимирского государственного университета.

**Расчет и схемотехническое моделирование функциональных узлов радиоприемного устройства:** Учебное пособие для курсового проектирования/ Владим.гос.ун-т: Сост: Е.К.Левин. Владимир 2015. с.

В пособии рассмотрены вопросы расчета и схемотехнического моделирования принципиальных схем широко распространенных радиовещательных и связных приемников гражданского диапазона (Си Би приемников).

Подробно рассмотрены различные варианты одноконтурных и двухконтурных входных цепей с представлением примеров расчета и моделирования. Проанализированы особенности расчета и моделирования однотранзисторных и каскодных усилителей высокой частоты. Примеры моделирования созданы в пакете Multisim. С целью сокращения затрат времени на проведение расчетов рассмотрена возможность использования сценариев расчета, созданных в системе Matlab.

Приложения содержат справочную информацию о высокоселективных пьезоэлектрических фильтрах, применяемых в трактах промежуточной частоты, о микросхемах однокристальных приемников, синтезатора частоты, стереодекодера. Кроме того, в приложении приведены формулы и графики необходимые для расчета малосигнальных параметров транзисторов, приведены данные о порядке моделирования в пакете Multisim.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям «Радиоаппаратостроение».

УДК 621.396.6

## Введение

Параметры радиоприемного устройства практически полностью определяются его принципиальной электрической схемой. Можно выделить две важные составляющие процесса разработки принципиальной схемы радиоприемного устройства: расчет и схемотехническое моделирование. В процессе расчета определяются структурная и принципиальная схемы приемника, а также определяются номиналы радиоэлементов. При моделировании выявляются ошибки расчета и уточняются параметры радиоэлементов.

Так как электрические расчеты очень громоздкие, то для сокращения затрат времени целесообразно использовать программные средства. В пособии рассматривается возможность использования для расчетов системы Matlab, которая широко применяется при решении исследовательских задач функционального моделирования. Схемотехническое моделирование рассмотрено на примере популярного пакета Multisim.

В пособии рассмотрена разработка принципиальных схем широко распространенных радиовещательных приемников и связанных Си Би (Citizens Band - СВ) радиоприемников. Выбор данного класса приемников обусловлен наличием большого количества документации в Интернете на радиоэлементы указанных приемников. Использование в составе таких приемников микросхем высокой степени интеграции значительно упрощает процесс разработки принципиальных схем.

Разработка принципиальной схемы, во многом, сводится к выбору типа микросхемы, обеспечивающей основные функции приемника: усиление, преобразование частоты и демодуляцию сигнала, а также к выбору полосовых фильтров, входящих в состав тракта промежуточной частоты. Кроме того, выбираются микросхемы усилителя мощности низкочастотного сигнала и синтезатора частоты, выполняющего функции гетеродина связанного приемника, а также вещательного приемника повышенной сложности.

Электрические расчеты, проводимые при проектировании, обеспечивают, главным образом, разработку принципиальной схемы преселектора. От схемы преселектора зависят такие важные параметры приемника, как величины чувствительности и частотной избирательности по побочным каналам приема. Для проверки правильности

и уточнения результатов расчетов проводится моделирование принципиальной схемы.

Перед началом проектирования следует ознакомиться с существующими разработками радиоприемников того типа, который соответствует заданию на проектирование. Необходимо рассмотреть выпускаемые промышленностью приемники, а также рекомендации разработчиков соответствующих микросхем высокой степени интеграции.

Разработка принципиальной схемы приемника предваряется патентно-библиографическим поиском существующих аналогичных разработок. При поиске необходимо обратить внимание на следующие характеристики приемника:

- вид модуляции сигнала (амплитудная или частотная),
- частотный диапазон;
- назначение приемника (радиовещание или связь)
- условия эксплуатации приемника:
  - в помещении – приемник стационарного типа;
  - вне помещения – приемник переносной;
  - в автомобиле – приемник мобильный;
  - эксплуатация в различных условиях – приемник портативный.
- уровень сложности приемника - определяется значением таких параметров, как:
  - чувствительность,
  - частотная избирательность,
  - динамический диапазон сигнала на выходе усилителя низкой частоты (мощность усилителя и громкоговорителей),
  - уровень интерфейса с пользователем (наличие цифровой настройки, регулировка тембра, наличие различных индикаторов,...).

В результате изучения существующих разработок определяется один или несколько прототипов разрабатываемого приемника - выбирается один или несколько вариантов структуры линейного тракта приемника (однократное, двукратное преобразование частоты, инфрадин), определяются значения промежуточных частот, уровень сложности проектируемого приемника (пользовательский интерфейс, мощность усилителя низкой частоты), используемые микросхемы и

транзисторы, а также основные конструктивные решения. Далее проводятся электрические расчеты и схемотехническое моделирование функциональных узлов приемника.

Учебное пособие предназначено для студентов направлений «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

## 1. Расчет структурной схемы линейного тракта приемного устройства

### 1.1. Определение полосы пропускания тракта

Полоса пропускания линейного тракта супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты

$$П = П_c + П_{нс} ,$$

где  $П_c$  ширина спектра сигнала,  $П_{нс}$  - составляющая полосы пропускания, обусловленная нестабильностью частот сигнала и гетеродина.

Для амплитудно-модулированного (АМ) сигнала

$$П_{сАМ} = 2F_{max} ,$$

где  $F_{max}$  - максимальная частота модуляции.

Для частотно-модулированного (ЧМ) сигнала

$$П_{сЧМ} \approx 2F_{max} (1 + m + \sqrt{m}) \quad \text{при } m \gg 1 ,$$

$$П_{сЧМ} \approx 2F_{max} (1 + m) \quad \text{при } m > 1 ,$$

$$П_{сЧМ} \approx 2F_{max} \quad \text{при } m \leq 1 ,$$

где  $m = \frac{\Delta f_m}{F_{max}}$  - индекс частотной модуляции,  $\Delta f_m$  - максимальная девиация частоты.

$$П_{нс} = 2\sqrt{\Delta f_c^2 + \Delta f_z^2} ,$$

где  $\Delta f_c = f_{cmax} \cdot \delta f_c$  - абсолютная нестабильность частоты сигнала;

$\delta f_c$  - относительная нестабильность частоты, определяемая передатчиком, (для кварцевых возбуждателей передатчиков  $\delta f_c = 10^{-5} \dots 10^{-7}$ );

$\Delta f_z = f_{zmax} \cdot \delta f_z$  абсолютная нестабильность частоты гетеродина;

$\delta f_2$  - относительная нестабильность частоты гетеродина (для кварцевых гетеродинов или синтезаторов частоты  $\delta f_2 = 10^{-5}..10^{-7}$ , а для автогенераторов без кварцевой стабилизации  $\delta f_2 = 10^{-3}..10^{-4}$ );

При использовании системы частотной автоподстройки гетеродина полоса пропускания

$$P_{\text{ЧАП}} = P_c + \frac{P_{\text{ис}}}{K_{\text{ЧАП}}},$$

где  $K_{\text{ЧАП}} \approx 10..25$  - коэффициент частотной автоподстройки.

## 1.2. Разработка структурной схемы преселектора

На данном этапе работы определяются типы фильтров, входящие в состав преселектора, которые обеспечивают требуемую избирательность по зеркальному каналу. Здесь же уточняется значение промежуточной частоты. Структура преселектора определяется с помощью графиков зависимости степени подавления зеркальной помехи (избирательности) от обобщенной расстройки  $\zeta$  для различных фильтров в преселекторе. (Рис 1.1а – для малых значений  $\zeta$ , рис.1.1б – для больших значений  $\zeta$ ) [1].

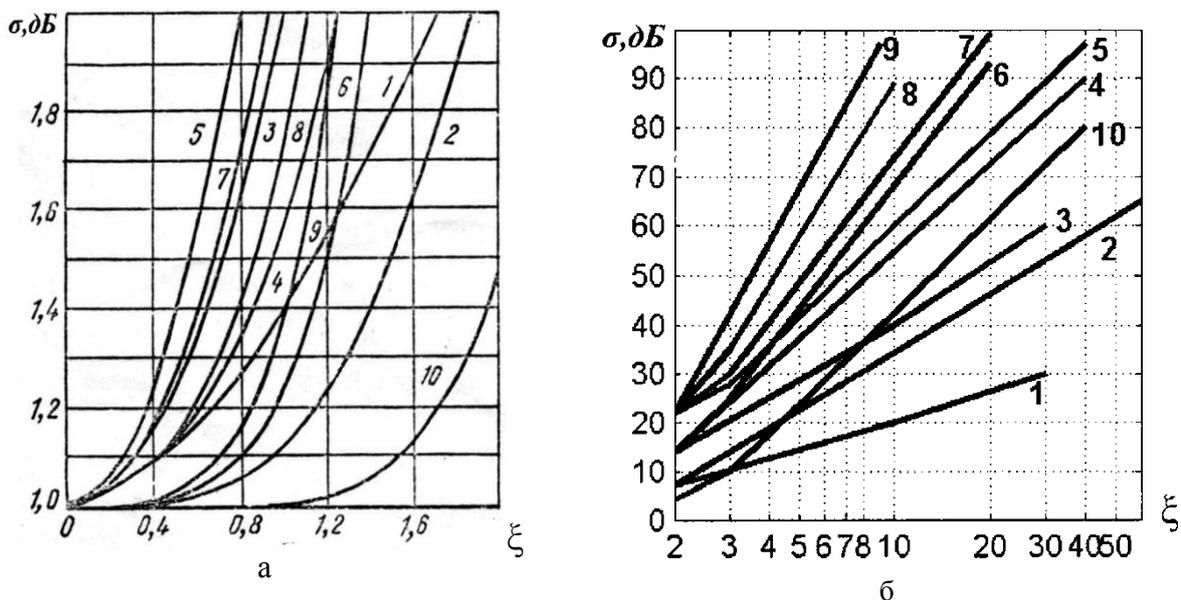


Рис.1.1. Зависимость подавления помехи от величины обобщённой расстройки

На графиках использованы следующие обозначения: 1 – одиночный контур, 2 – двухконтурный полосовой фильтр (ДПФ), 3 – два на-

строенных контура, 4 – ДПФ и настроенный контур, 5 – три настроенных контура, 6 - два ДПФ, 7 – ДПФ и два настроенных контура, 8 – два ДПФ и одиночный контур, 9 - три ДПФ, 10 – ДПФ при коэффициенте связи  $3^{0,5}$  и одиночный контур.

Полосовые фильтры преселектора находятся в составе входной цепи и усилителя высокой частоты. Задаваясь структурой преселектора (номером графика) и зная требуемую величину  $\sigma_{зк}$  избирательности по зеркальному каналу, можно определить значение  $\xi$  обобщенной расстройки.

Найденное значение обобщенной расстройки используется для определения промежуточной частоты.

$$f_{пч} \approx 0,25 \cdot \xi_{зк} \cdot f_{с\max} \cdot d_{эп},$$

где  $d_{эп} \geq 0,01..0,02$  - эквивалентное затухание контуров радиочастотного тракта.

Полученное значение промежуточной частоты сравнивается с ранее принятым стандартным значением, исходя из данных о прототипе разрабатываемого приемника. Если найденное значение промежуточной частоты больше промежуточной частоты прототипа, то меняется либо структура преселектора, либо промежуточная частота.

Если минимальная частота заданного частотного диапазона значительно отличается от максимальной частоты, то для минимальной частоты следует определить степень подавления спектральных составляющих сигнала в преселекторе. С этой целью задаются максимально допустимой степенью подавления сигнала в преселекторе и по графикам Рис.1а определяют соответствующую максимально допустимую обобщенную расстройку  $\xi_{\max}$ . Затем определяют обобщенную расстройку для наиболее высокочастотных спектральных составляющих сигнала.

$$\xi_c \approx d_{эп}^{-1} \cdot \Pi \cdot f_{с.\min}^{-1}.$$

Если выполняется условие  $\xi_{\max} > \xi_c$ , то структуру преселектора не меняют. В противном случае меняют структуру преселектора с целью расширения его полосы пропускания.

#### Пример расчета.

Определим структуру преселектора, если максимальная частота принимаемого сигнала  $f_{с.\max}=10\text{МГц}$ ,  $f_{с.\min}=5\text{МГц}$ ,  $\Pi=10\text{кГц}$ , а избира-

тельность по зеркальному каналу  $\sigma_{зк} = 30\text{дБ}$ . Стандартное значение промежуточной частоты - 455кГц.

По графикам Рис. 1.1б выбираем самую простую схему преселектора - одиночный контур (график №1). Значению  $\sigma_{зк} = 30\text{дБ}$  соответствует обобщенная расстройка  $\xi = 30$ .

Пусть эквивалентное затухание контуров высокочастотной части линейного тракта  $d_{эп} = 0,02$ . Определяем значение промежуточной частоты

$$f_{пч} \approx 0,25 \cdot \xi_{зк} \cdot f_{с\max} \cdot d_{эп} = 0,25 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 0,02 = 1,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Данное значение  $f_{пч}$  превышает принятое ранее по данным прототипа значение  $f_{пч} = 455\text{кГц}$  в 3,3 раза, поэтому с целью понижения  $f_{пч}$  усложняем структуру преселектора, обеспечивая  $\xi \leq 30/3,3 = 9,1$ . Выбираем двухконтурный полосовой фильтр (ДПФ) (график №2). Значению  $\sigma_{зк} = 30\text{дБ}$  соответствует обобщенная расстройка  $\xi = 8$ . При повторном расчете промежуточной частоты получаем  $f_{пч} = 400\text{кГц}$ . Так как расчетное значение промежуточной частоты меньше стандартного значения, то целесообразно снизить требования к добротности контура, увеличив допустимый уровень его эквивалентного затухания. Увеличим эквивалентное затухание контура, принимая его величину равной  $d_{эп} = 0,02 \cdot 455/400 = 0,0227$ .

Проверяем возможность использования преселектора на нижней границе заданного частотного диапазона.

$$\xi_c \approx d_{эп}^{-1} \cdot \Pi \cdot f_{с\min}^{-1} = \frac{10 \cdot 10^3}{0,0227 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0,088.$$

По графику №2 (Рис.1.1а) видим, что соответствующее затухание равно  $1\text{дБ} \ll 3\text{дБ}$ . Следовательно, подавление спектральных составляющих сигнала в преселекторе незначительно. Выбранная структура преселектора и значение эквивалентного затухания, а также значение промежуточной частоты обеспечивают заданное подавление зеркальной помехи на 30 дБ, и при этом спектральные составляющие сигнала в преселекторе подавляются незначительно.

Окончательно решение о выборе промежуточной частоты принимается после проверки реализуемости требуемого затухания по соседней помехе усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Если фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) в УПЧ не обеспечит

требуемого затухания помехи при заданной полосе пропускания, то придется уменьшить промежуточную частоту, усложнив фильтры преселектора, и повторить расчет.

Если же требуемые значения избирательности по соседнему и зеркальному каналам приема настолько высоки, что требуют использования очень сложных фильтров в преселекторе и УПЧ, то целесообразно перейти к структуре линейного тракта с двукратным преобразованием частоты.

### 1.3. Выбор типа фильтра сосредоточенной избирательности

Тип фильтра определяется по заданным значениям промежуточной частоты  $f_{пч}$ , полосы пропускания  $\Pi$ , степени подавления соседней помехи  $\sigma_{ск}$ , отстройки соседнего канала  $\Delta f_{ск}$ . При стандартных значениях промежуточной частоты целесообразно проанализировать использование кварцевых и пьезоэлектрических фильтров. Считаем, что преселектор достаточно широкополосный и заметных частотных искажений в сигнал не вносит, то есть  $\sigma_{прес} = 0$ .

Фильтр должен удовлетворять следующим требованиям. Во-первых, центральная частота  $f_{0ф}$  его полосы пропускания должна быть примерно равна стандартному значению. Во-вторых, минимальное значение полосы  $\Pi_{ф.мин}$  пропускания фильтра по уровню 6дБ (или 3дБ) должно удовлетворять условию  $\Pi_{ф.мин} \geq \Pi$ . В-третьих, фильтр должен обеспечивать заданную степень подавления соседних помех при заданной величине отличия частоты помехи от частоты сигнала.

#### Пример выбора фильтра

Исходные данные:  $\sigma_{ск} = 55\text{дБ}$ ,  $\Pi = 8\text{ кГц}$ ,  $\Delta f_{ск} = 10\text{ кГц}$ . Рассмотрим возможность использования пьезокерамических фильтров, пользуясь справочными данными Приложения 1. Рассмотрим характеристики фильтра CFK455F фирмы Murata.

Центральная частота фильтра  $f_{0ф} = 455\text{кГц}$ , что равно ранее выбранному стандартному значению промежуточной частоты. Полоса пропускания фильтра (по уровню 3дБ):  $\Pi_{ф.мин} = 8,4\text{кГц} > \Pi = 8\text{ кГц}$ . Полоса пропускания по уровню 70дБ:  $\Pi_{70дБ} = 2 \cdot 12 = 24\text{кГц}$ . То есть при

отличии частоты помехи от центральной частоты фильтра равно 12кГц уровень подавления помехи составляет 70дБ. С помощью графика АЧХ фильтра определяем, что при заданном отличии  $\Delta f_{\text{СК}} = 10$  кГц частоты помехи от центральной частоты фильтра уровень подавления помехи составляет 60дБ > 55дБ. Следовательно, фильтр СФК455F фирмы Murata удовлетворяет заданным требованиям.

#### 1.4. Расчет чувствительности приемного устройства

На данной стадии структурного расчета выясняется, следует ли вводить в схему усилитель радиочастотный (УРЧ) для обеспечения заданной чувствительности. Если следует, то осуществляется выбор типа усилительного прибора в УРЧ с малым собственным электрическим шумом. Если же заданная чувствительность обеспечивается без использования малошумящих усилительных приборов, то УРЧ можно либо исключить из схемы, либо оставить, если этого требует ранее проведенный выбор структуры преселектора. Но в последнем случае УРЧ можно построить без дорогостоящих малошумящих усилительных приборов.

Порядок расчета следующий. Сначала определяется максимально допустимый коэффициент шума  $N_{\text{доп}}$  линейного тракта исходя из заданной величины чувствительности  $E_A$ . Затем определяется коэффициент шума  $N_{\text{лт}}$  исходя из предполагаемой структуры линейного тракта. Требуемая чувствительность обеспечивается, если  $N_{\text{лт}} < N_{\text{доп}}$ . Если данное условие не выполняется, то меняется структура преселектора или вся структура линейного тракта.

Допустимый коэффициент шума

$$N_{\text{доп}} = \frac{E_A^2}{\gamma^2 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A},$$

где  $\gamma$  – требуемое отношение (в «разах») среднеквадратического напряжения сигнала к среднеквадратическому напряжению шума на выходе линейного тракта (на входе демодулятора),  $R_A$  – полное сопротивление антенны,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/°К – постоянная Больцмана,  $T_0 = 20+273=293^\circ\text{К}$  – абсолютная температура в нормальных условиях,  $\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1\Pi$  – шумовая полоса линейного тракта.

Считаем, что антенна согласована с входом приемника, то есть полное сопротивление антенны равно волновому сопротивлению фидера, которое, в свою очередь, равно входному сопротивлению приемника.

Величина  $\gamma$  определяется типом демодулятора и заданным отношением  $\gamma_{\text{вых}}$  сигнал – шум на выходе демодулятора. В частности, если используется телефонная связь, то  $\gamma_{\text{вых}}=3...10$ , а для радиовещательного АМ-приема  $\gamma_{\text{вых}} = 10...20$ .

Связь между отношениями сигнал – шум на выходе и входе демодулятора определяется следующими выражениями.

$$\text{АМ-сигнал: } \gamma \cong \frac{\gamma_{\text{вых}}}{m_A} \sqrt{\frac{(2 + m_A^2)F_{\text{max}}}{\Pi}},$$

где  $m_A$  – коэффициент амплитудной модуляции,  $F_{\text{max}}$  – максимальная частота модуляции сигнала.

$$\text{ЧМ-сигнал: } \gamma \cong \frac{0,816\gamma_{\text{вых}}}{m_{\text{ч}}} \sqrt{\frac{F_{\text{max}}}{\Pi}} \quad (\text{при } \gamma > 3),$$

где  $m_{\text{ч}} = \frac{\Delta f}{F_{\text{max}}}$  – индекс частотной модуляции,  $\Delta f$  – девиация частоты.

Следует учесть, что при  $\gamma < 3$  обычный частотный детектор работает в подпороговом режиме, когда  $\gamma_{\text{вых}}$  значительно уменьшается. Такой режим работы детектора нежелателен, поэтому в данном случае для дальнейших расчетов следует использовать  $\gamma = 3$ .

Коэффициент шума линейного тракта

$$N_{\text{ЛТ}} \approx \frac{1}{K_{p\text{ВЦ}}K_{\phi}} \left( N_{\text{УРЧ}} + \frac{N_{\text{УПЧ,ПрЧ}} - 1}{K_{p\text{УРЧ}}} \right),$$

где  $K_{p\text{ВЦ}}$  – коэффициент передачи ВЦ по мощности (в первом приближении можно считать, что  $K_{p\text{ВЦ}} \approx 0,5$ );

$N_{\text{УРЧ}} \approx 2N_{\text{тр}}$  – коэффициент шума УРЧ;

$N_{\text{тр}}$  – коэффициент шума (в «разах») транзистора в составе УРЧ,

$N_{\text{УПЧ,ПрЧ}}$  – коэффициент шума последовательно соединенных преобразователя частоты (ПрЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ),

$N_{\text{УПЧ,ПрЧ}} \approx N_{\text{ПрЧ}}$  (при  $K_{p\text{ПрЧ}} \gg 1$ ),

$N_{\text{ПрЧ}} \approx 4N_{\text{тр}}$  – коэффициент шума ПрЧ, , коэффициент передачи УРЧ по мощности [1]

$$K_{p\text{УРЧ}} \approx 0,16 \frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}$$

где  $Y_{21}$  и  $Y_{12}$  –  $Y$ -параметры транзистора УРЧ;  $K_{\Phi}$  – коэффициент передачи по мощности антенного фидера, определяемый погонным затуханием фидера и длиной фидера.

Пример расчета чувствительности приемника частотно-модулированных сигналов.

Исходные данные:

чувствительность  $E_A = 4$  мкВ;

отношение сигнал – шум на выходе частотного демодулятора  $\gamma_{\text{вых дБ}} = 19$  дБ;

полоса пропускания  $\Pi = 40$  кГц;

частота приема  $f = 100$  МГц;

девиация частоты  $\Delta f = 10$  кГц;

максимальная частота модуляции  $F_{\text{max}} = 3,5$  кГц;

сопротивление антенны  $R_A = 50$  Ом;

коэффициент передачи фидера  $K_{\Phi} = 0,99$ .

Сначала определяем шумовую полосу и индекс частотной модуляции.

$$\Pi_{\text{ш}} = 1,1 \cdot \Pi = 1,1 \cdot 40 = 44 \text{ кГц}, \quad m_{\text{ч}} = \frac{\Delta f}{F_{\text{max}}} = \frac{10 \cdot 10^3}{3,5 \cdot 10^3} = 2,857.$$

Исходя из заданного значения  $\gamma_{\text{вых дБ}} = 19$  дБ, получаем

$$\gamma_{\text{вых}} = 10^{\frac{\gamma_{\text{вых дБ}}}{20}} = 10^{\frac{19}{20}} = 8,9.$$

Определяем отношение сигнал-шум на выходе линейного тракта:

$$\gamma \cong \frac{0,816 \gamma_{\text{вых}}}{m_{\text{ч}}} \sqrt{\frac{F_{\text{max}}}{\Pi}} = \frac{0,816 \cdot 8,9}{2,857} \sqrt{\frac{3,5}{40}} = 0,75$$

Так как  $\gamma = 0,75 < 3$ , то принимаем  $\gamma = 3$ .

$$N_{\text{доп}} = \frac{E_A^2}{\gamma^2 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A} = \frac{(4 \cdot 10^{-6})^2}{3^2 \cdot 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 44 \cdot 10^3 \cdot 50} = 49,96.$$

Определим коэффициент шума линейного тракта, предполагая, что в УРЧ и УПЧ используются одинаковые транзисторы типа 2SC2786, которые на частоте 100 МГц и при токе коллектора 1 мА имеют следующие параметры (Приложение 4):

$$|Y|_{12} = \sqrt{b_{12}^2 + g_{12}^2} = \sqrt{0,4^2 + 0,04^2} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ См} \quad |Y|_{21} = \sqrt{b_{21}^2 + g_{21}^2} = \sqrt{10^2 + 30^2} = 31,6 \cdot 10^{-3} \text{ См}$$

Здесь  $b_{ij}$  и  $g_{ij}$  – реактивная и активная составляющие проводимости транзистора. Коэффициент шума транзистора  $N_{тр} = 3$  дБ (2 - «в разгах по мощности»);

Коэффициенты шума УВЧ и УПЧ:

$$N_{урч} \approx 2N_{тр} = 2 \cdot 2 = 4; \quad N_{упч} \approx 4N_{тр} = 4 \cdot 2 = 8.$$

Коэффициент усиления УВЧ по мощности

$$K_{рурч} \approx 0,16 \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right| = 0,16 \left| \frac{31,6 \cdot 10^{-3}}{0,4 \cdot 10^{-3}} \right| = 12,64.$$

Считая коэффициент передачи фидера  $K_{\phi} \approx 1$ , получаем

$$N_{лт} \approx \frac{1}{K_{рвц} K_{\phi}} \left( N_{урч} + \frac{N_{упч, прч} - 1}{K_{рурч}} \right) = \frac{1}{0,5 \cdot 1} \left( 4 + \frac{8 - 1}{12,64} \right) = 9,1.$$

Так как  $9,1 < 49,96$ , то данная структура линейного тракта обеспечивает заданную чувствительность с большим запасом. Требуемая чувствительность обеспечивается и без УРЧ (в этом случае  $N_{лт} \approx 16$ ). Его можно оставить в преселекторе, если для подавления зеркальной помехи требуется использовать несколько полосовых фильтров (в этом случае транзистор УРЧ обеспечивает развязку между фильтрами).

После расчета структурной схемы приемника приступают к разработке его принципиальной схемы.

#### Контрольные вопросы.

1. Как изменятся чувствительность и избирательность приемника при расширении полосы пропускания?
2. В каких случаях целесообразно использование автоматической подстройки частоты гетеродина?
3. Из каких соображений выбирается значение коэффициента усиления усилителя высокой частоты?
4. Когда целесообразно использование двукратного преобразования частоты?
5. В каких случаях целесообразно использование синтезатора частоты?

## 2. Разработка принципиальной схемы приемника

Как правило, современные приемники аналоговых сигналов разрабатываются с использованием микросхем большой степени интеграции, в которых реализуются основные функции приемника: усиление на высокой и промежуточной частоте, преобразование частоты, демодуляция. Разработчики микросхем предлагают основные варианты включения микросхемы в состав приемника. При курсовом проектировании следует использовать предлагаемый вариант включения микросхемы как основу разрабатываемой схемы.

В зависимости от назначения и уровня сложности приемника основу его схемы необходимо дополнить схемой разработанного пре селектора, фильтрами усилителей промежуточной частоты, микросхемами усилителя низкой частоты и синтезатора частоты, регулировкой тембра, средствами индикации и управления. Следует продумать реализацию блока питания: для переносных и портативных приемников – это батареи в количестве не более четырех штук, для автомобильных приемников – аккумулятор (12 В), для стационарных приемников – блок питания от сети переменного тока 220В. Рассмотрим особенности разработки принципиальных схем приемников различных типов

1. Приемник частотно-модулированных (ЧМ) сигналов, предназначенный для гражданской радиосвязи (Си Би – связи).

В качестве основы схемы приемника целесообразно использовать микросхему MC3363 фирмы Motorola (Приложение 2). В состав микросхемы входит усилитель высокой частоты. Типовая схема ее включения приведена на Рис. П2-2. Данную схему следует дополнить микросхемой синтезатора частоты, который обеспечивает высокую стабильность частоты гетеродина и, следовательно, беспереходную связь. В качестве синтезатора можно, в частности, использовать отечественную микросхему КФ1015ПЛ4 (Приложение 6).

Кроме того, в состав схемы приемника следует включить блок управления и индикации режимов работы приемника и усилитель низкой частоты (УНЧ) для обеспечения нормальной работы громкоговорителя. В качестве УНЧ можно использовать отечественные микросхемы серии К174.

2. Приемник амплитудно-модулированных (АМ) сигналов, предназначенный для гражданской радиосвязи (Си Би – связи).

В качестве основы схемы приемника целесообразно использовать микросхему MC13030 фирмы Motorola (Приложение 2). Усилитель высокой частоты в микросхеме отсутствует. Типовая схема включения микросхемы приведена на Рис. П2-4. Дополнения схемы аналогичны случаю приема ЧМ-сигналов.

3. Радиовещательный приемник АМ/ЧМ-сигналов. В качестве основы схемы приемника можно использовать микросхему TEA5711 фирмы Philips Semiconductors (Приложение 2). В состав микросхемы входит усилитель высокой частоты. Типовая схема ее включения приведена на Рис. П2-6.

Следует отметить, что зарубежные микросхемы радиовещательных приемников ЧМ-сигналов рассчитаны на использование зарубежного стандарта формирования комплексного стерео сигнала (КСС) с пилот-тоном. Чтобы использовать микросхему TEA5711 для приема КСС с полярной модуляцией (отечественный стандарт) необходимо к выходу частотного детектора микросхемы подключить стереодекодер KP174XA51 (Приложение 5), который рассчитан на прием КСС как отечественного, так и зарубежного стандартов.

#### Контрольные вопросы.

1. Какими радиоэлементами следует дополнить рекомендуемую разработчиками микросхемы ее схему включения при составлении полной принципиальной схемы приемника?

2. В каких случаях нельзя использовать стереодекодер, встроенный в микросхему TEA5711 ЧМ-приемника?

3. Почему в составе связных Си Би – приемниках необходимо использовать синтезатор частоты?

### **3. Расчет и моделирование входной цепи радиоприемного устройства**

#### **3.1. Порядок расчета входной цепи**

Входная цепь (ВЦ) обеспечивает согласование антенно-фидерного устройства с полосовым фильтром ВЦ, а также обеспе-

чивается подавление помех по побочным каналам приема с помощью указанного полосового фильтра. При расчете ВЦ основное внимание уделяется подавлению зеркальной помехи, так как зеркальный канал приема является наиболее чувствительным по сравнению с остальными каналами побочного приема.

Простейшей ВЦ является совокупность полосового фильтра в виде одиночного колебательного контура с его цепями согласования, которые согласуют контур с антенно-фидерным устройством и устройством, следующим за ВЦ. Более сложной является ВЦ, в состав которой входит двухконтурный полосовой фильтр, обеспечивающий более глубокое подавление помех. Вид используемого в ВЦ полосового фильтра определяется в результате структурного расчета линейного тракта приемника.

Исходными данными для расчета ВЦ являются параметры антенно-фидерного устройства и устройства, следующего за ВЦ, тип полосового фильтра ВЦ, минимальное и максимальное значения частоты входного сигнала, значение промежуточной частоты, эквивалентное затухание (или эквивалентная добротность) колебательного контура, требуемый уровень подавления зеркальной помехи, полоса пропускания приемника. Указанные данные определяются в результате структурного расчета линейного тракта приемника.

В результате расчета ВЦ определяются индуктивность и емкость колебательного контура, его собственное затухание (или собственная добротность), параметры цепей согласования, коэффициент связи между контурами (в случае двухконтурного полосового фильтра), коэффициент передачи ВЦ, полоса пропускания, уровень подавления зеркальной помехи.

Расчет ведется, как правило, для максимальной частоты входного сигнала. Однако, если минимальная частота входного сигнала является очень малой, то проводится дополнительный расчет и для минимального значения частоты. В процессе дополнительного расчета проверяется выполнение условия  $P_{ВЦ} \geq P$ . Здесь  $P_{ВЦ}$  и  $P$  – соответственно, полоса пропускания ВЦ и расчетное значение полосы пропускания приемника.

Целью моделирования ВЦ является проверка правильности расчетов, а также оценка работоспособности схемы при использо-

вании в ней радиоэлементов с номиналами, которые соответствуют реальным радиоэлементам, выпускаемым промышленностью.

При моделировании решаются две главные проблемы: преобразование принципиальной схемы в эквивалентную, а также замена радиоэлементов принципиальной схемы на их библиотечные модели пакета программ, используемого для моделирования. В данном случае рассматривается схемотехническое моделирование в пакете программ Multisim 10.

### 3.2. Одноконтурная входная цепь, использующая трансформаторную связь с настроенной антенной и автотрансформаторную связь с нагрузкой

Трансформаторная связь позволяет в процессе производства плавно менять коэффициент включения антенно-фидерного устройства в колебательный контур, обеспечивая точное согласование ВЦ с антенно-фидерным устройством. Принципиальная схема ВЦ представлена на рисунке 3.1.

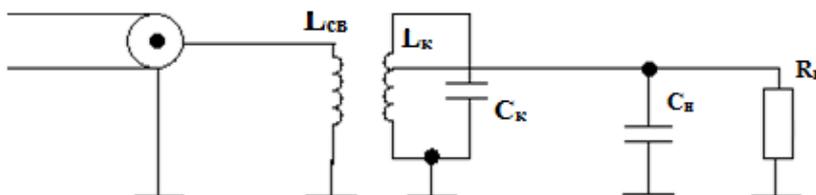


Рис. 3.1. Принципиальная схема одноконтурной ВЦ, использующей трансформаторную связь с настроенной антенной и автотрансформаторную связь с нагрузкой.

Здесь источником сигнала является антенно-фидерное устройство, оканчивающееся коаксиальным кабелем.  $L_{св}$  и  $L_{к}$  – индуктивности катушек связи и контура;  $C_{к}$  и  $C_{н}$  – емкости колебательного контура и нагрузки;  $R_{н}$  – сопротивление нагрузки. Рассмотрим порядок расчета и моделирования ВЦ на числовом примере.

#### Исходные данные для расчета

Волновое сопротивление фидера  $W_{ф}=50$  Ом;  
Максимальная частота сигнала  $f=100$  МГц;  
Эквивалентное затухание контура  $d_{эп}=0.013$ ;  
Промежуточная частота  $f_{пч}=10,7$  МГц;

Сопротивление нагрузки  $R_n=690$  Ом;  
 Емкость нагрузки  $C_n=10$  пФ;  
 Затухание по зеркальному каналу  $\sigma_{зк} = 30$ дБ;

### Расчет

Определяем значение угловой частоты сигнала

$$\omega_0 = 2\pi f = 2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 = 628 \cdot 10^6 \text{ рад/с.}$$

Пользуясь данными Приложения 3, определяем значение собственного затухания колебательного контура в диапазоне частот (65 – 110) МГц:  $d_0=0,006$ . Определяем допустимую степень  $D$  увеличения затухания контура (расширения полосы пропускания) при подключении к нему внешних цепей.

$$D = \frac{d_{эп}}{d_0} = \frac{0,013}{0,006} = 2,167.$$

Пользуясь данными Приложения 3, определяем значения емкостей, формирующих эквивалентную емкость колебательного контура.  $C_n=5$  пФ - емкость подстроечного конденсатора,  $C_L=0,5$  пФ - паразитная емкость катушки индуктивности,  $C_{min}=4$  пФ - минимальная емкость конденсатора контура,  $C_m=5$  пФ - паразитная емкость монтажа. Определим эквивалентную емкость колебательного контура.

$$C_{эк} \geq \frac{C_n + C_L + C_{min}}{1 - 0,5(C_n + C_m)(D - 2)d_0\omega R_n}$$

$$C_{эк} \geq \frac{(5 + 0,5 + 4) \cdot 10^{-12}}{1 - 0,5 \cdot (10 + 5) \cdot 10^{-12} \cdot (2,167 - 2) \cdot 0,006 \cdot 628 \cdot 10^6 \cdot 690}$$

$$= 9,5 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Принимаем  $C_{эк}=12$  пФ. Определяем индуктивность контура.

$$L_k = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_{эк}} = \frac{1}{(628 \cdot 10^6)^2 \cdot 12 \cdot 10^{-12}} = 0,2113 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

Полученное значение индуктивности сравниваем с минимально допустимым, пользуясь данными Приложения 3:  $0,2113 > (0,005 \dots 0,2)$ . Указанное условие выполняется, следовательно, можно не менять найденное значение индуктивности контура.

Определим собственную проводимость контура:

$$G_k = d_0 \omega_0 C_{эк} = 0,006 \cdot 628 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-12} = 4,52 \cdot 10^{-5} \text{ См}$$

Определим коэффициенты включения фидера и нагрузки в контур

$$m_1 = \sqrt{0,5DG_k W_\phi} = \sqrt{0,5 \cdot 2,167 \cdot 4,52 \cdot 10^{-5} \cdot 50} = 0,0495.$$

$$m_2 = \sqrt{0,5(D-2)G_k R_H} = \sqrt{0,5 \cdot (2,167 - 2) \cdot 4,52 \cdot 10^{-5} \cdot 690} = 0,051.$$

Определим оптимальное значение индуктивности катушки связи  $L_{\text{св.опт}}$ , которое обеспечивает минимум коэффициента  $K_{\text{св.мин}}$  связи.

$$L_{\text{св.опт}} = \frac{W_\phi}{\omega_0} = \frac{50}{628 \cdot 10^6} = 0,0796 \text{ мкГн}$$

$$K_{\text{св.мин}} = \sqrt{d_{\text{эр}}} = \sqrt{0,013} = 0,114.$$

Коэффициент передачи входной цепи по напряжению

$$K_{\text{ос}} = 0,5 \sqrt{\left(1 - \frac{2}{D}\right) \frac{R_H}{W_\phi}} = 0,5 \sqrt{\left(1 - \frac{2}{2,167}\right) \frac{690}{50}} = 0,5156.$$

Определим затухание  $\sigma$  [дБ] по зеркальному каналу  $\sigma$  [дБ] =  $10 \log(1 + \xi^2)$ ,

где  $\xi = Q_{\text{эк}} \left( \frac{f_{\text{п}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{п}}} \right)$  – обобщенная расстройка,

$$Q_{\text{эк}} = \frac{1}{d_{\text{эр}}} = \frac{1}{0,013} = 77 \text{ – эквивалентная добротность контура}$$

Частота зеркальной помехи

$$f_{\text{п}} = f_0 - 2f_{\text{пч}} = 100 \cdot 10^6 - 2 \cdot 10,7 \cdot 10^6 = 78,6 \text{ МГц}$$

$$\xi = 77 \left( \frac{78,6}{100} - \frac{100}{78,6} \right) = 37,4,$$

$$\sigma \text{ [дБ]} = 10 \log(1 + 37,4^2) = 31,5 \text{ дБ} > 30 \text{ дБ}$$

Рассчитанная ВЦ обеспечивает требуемую избирательность.

### Расчет дополнительных радиоэлементов, используемых в эквивалентной схеме ВЦ при моделировании

При моделировании следует использовать эквивалентную схему ВЦ, которую получают, несколько изменяя принципиальную схему. Для учета потерь мощности сигнала в контуре параллельно ему включают сопротивление потерь

$$R_k = 1/G_k = 1/4,52 \cdot 10^{-5} = 22,124 \text{ кОм.}$$

Так как при моделировании используется катушка индуктивности без отвода, то сопротивление  $R_n$  нагрузки заменяют эквивалентным сопротивлением  $R'_n$ , подключая его параллельно контуру.

$$R'_n = \frac{R_n}{m_2^2} = 690/0,051^2 = 265 \text{ кОм}$$

При этом коэффициент  $K_M$  усиления, определенный по результатам моделирования, необходимо умножить на коэффициент  $m_2$  включения, чтобы сравнить его с рассчитанным значением  $K_0$ .

$$K_{0M} = m_2 K_M.$$

### Моделирование ВЦ

Из библиотечных элементов пакета Multisim составляется эквивалентная схема ВЦ.

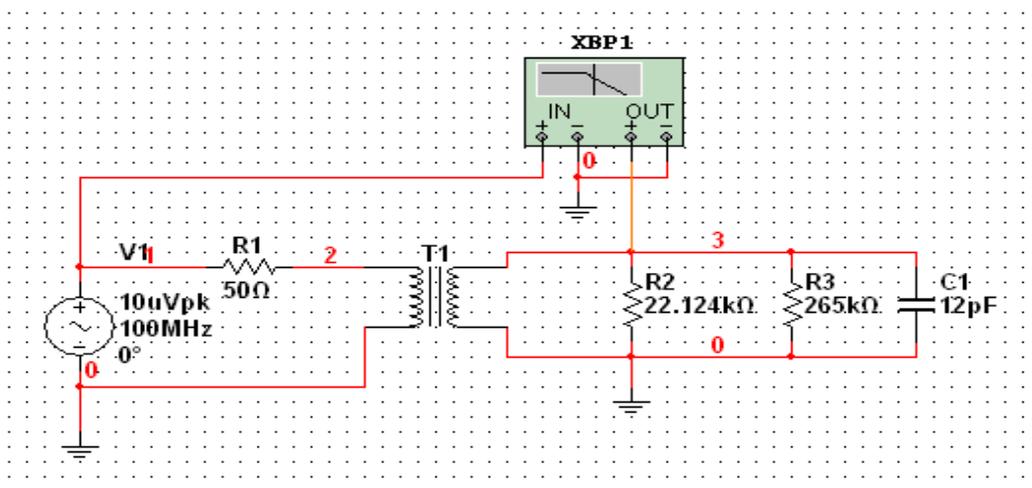


Рис. 3.2. Схема моделирования ВЦ

Параметры трансформатора: за индуктивность первичной обмотки принимается значение  $L_{св\text{ опт}}$ , за индуктивность вторичной обмотки -  $L_k$ , и задается коэффициент связи 0,144.

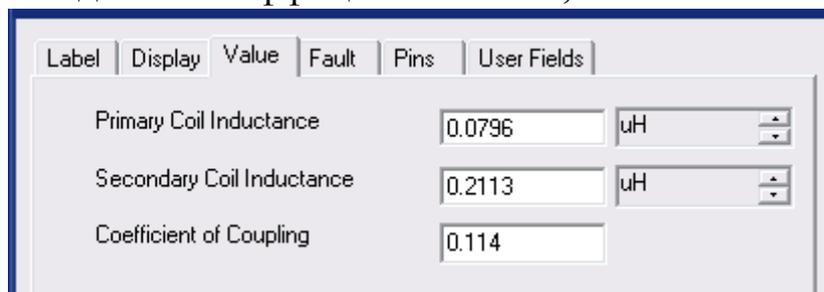


Рис. 3.3. Параметры трансформатора

С помощью измерителя частотных характеристик – Боде плоттера определяются параметры амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ВЦ: резонансная частота, резонансный коэффициент передачи, полоса пропускания по уровню 3дБ и степень подавления зеркальной помехи.

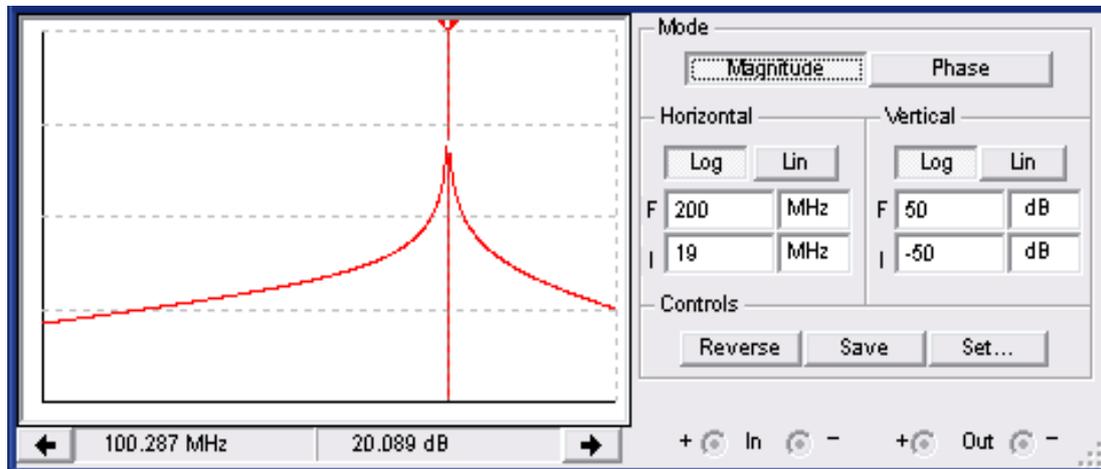


Рис. 3.4. Вид АЧХ ВЦ

После определения параметров АЧХ определяются погрешности расчета ВЦ.

Погрешность расчета резонансной частоты:

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_{0M}}{f_0} \right| = \left| \frac{100 - 100,287}{100} \right| = 2,87 \cdot 10^{-3}$$

Здесь  $f_0, f_{0M}$  - расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления:

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_{0M} m_2}{K_0} \right| = \left| \frac{0,5156 - 10,09 \cdot 0,051}{0,5156} \right| = 1,96 \cdot 10^{-3}$$

Погрешность расчета полосы пропускания

$$\delta \Pi = \left| \frac{f_0 d_{\text{эп}} - \Pi_M}{f_0 d_{\text{эп}}} \right| = \left| \frac{100 \cdot 0,013 - 1,305}{100 \cdot 0,013} \right| = 3,8 \cdot 10^{-3}$$

Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta \sigma_{\text{зп}} = |\sigma_{\text{зп}} - \sigma_{\text{зп расчет}}| = |30,473 - 31,5| = 0,027 \text{ дБ}$$

Из данного числового примера следует, что расчет проведен правильно, так как величина расхождения результатов расчета и моделирования не велика

### 3.3. Одноконтурная входная цепь с двумя автотрансформаторными связями

Использование автотрансформаторных связей позволяет снизить степень изменения коэффициента передачи ВЦ при перестройке приемника на другую частоту. Но следует отметить, что использование автотрансформаторных связей не позволяет менять коэффициенты включения антенной цепи и нагрузки в контур в процессе производства. Принципиальная схема ВЦ представлена на рисунке 3.5.

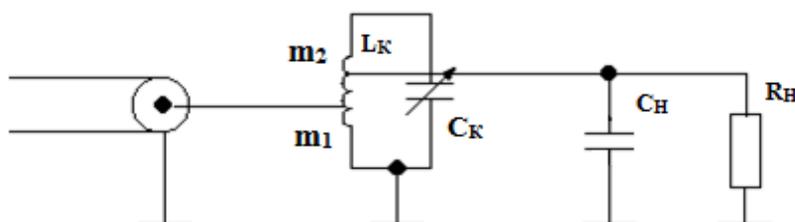


Рис. 3.5. Принципиальная схема одноконтурной ВЦ, использующей две автотрансформаторные связи

Так как все исходные данные для расчета остаются прежними, то меняется лишь вид моделирования связи контура с фидером. Так как в библиотеке моделей радиоэлементов отсутствует катушка индуктивности с отводом, то заменяем ее моделью катушки без отвода. При этом источник сигнала непосредственно подключается к катушке индуктивности и моделируется источником ЭДС с внутренним сопротивлением  $R'_a = \frac{W_\phi}{m_1^2} = \frac{50}{0.0495^2} = 20406 \text{ Ом}$ . Для сравнения с расчетным резонансным коэффициентом передачи «модельный» коэффициент корректируется согласно следующему выражению

$$K_{\text{м корр}} = K_{0\text{м (в разax)}} m_2/m_1 = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} m_2/m_1$$

#### Результаты моделирования

Схема моделирования представлена на рисунке 3.6.

Резонансная частота  $f_0 = 100,056 \text{ МГц}$

Коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте  $K = -6,133 \text{ дБ}$ .

Коэффициент передачи с учетом коррекции

$$K_{\text{м корр}} = K_{\text{ОМ (в разax)}} m_2/m_1 = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} m_2/m_1$$

$$= 10^{\frac{-6.133}{20}} \cdot 0,051/0,0495 = 0,508$$

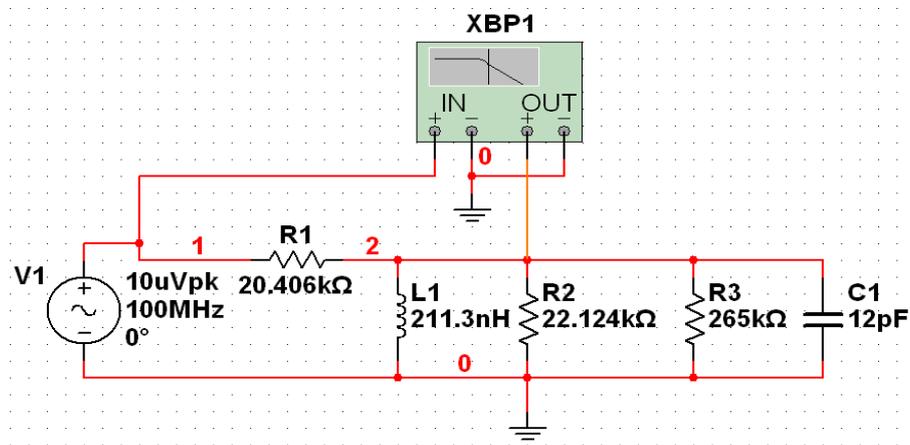


Рис. 3.6. Схема моделирования одноконтурной ВЦ, использующей две автотрансформаторные связи

Полоса пропускания  $\Pi=100,617-99,286=1,331$  МГц

Подавление зеркальной помехи

$$\sigma = K_0 - K_3 = -6,133 - (-37,434) = 31,301 \text{ дБ}$$

Видно, что результаты моделирования практически совпадают с результатами моделирования предыдущей схемы.

### 3.4. Одноконтурная входная цепь, использующая внешнеемкостную связь с антенной и внутриемкостную связь с нагрузкой

Внешнеемкостная связь с антенной является простейшим видом связи и используется, когда антенна является ненастроенной. Сопротивление ненастроенной антенны характеризуется наличием большой реактивной составляющей, которая может повлиять на настройку колебательного контура.

Принципиальная схема ВЦ представлена на рисунке 3.7.

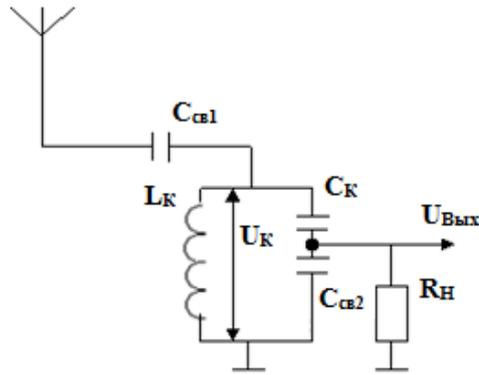


Рис. 3.7. Принципиальная схема ВЦ

Для подавления влияния антенны на настройку контура величина емкости связи  $C_{св1}$  выбирается достаточно малой. При этом сопротивление емкости по переменному току становится намного больше реактивной составляющей сопротивления антенны. В данном случае источник сигнала можно моделировать последовательным соединением источника ЭДС и емкости связи  $C_{св1}$ . Следует отметить, что при данном виде связи коэффициент включения антенной цепи в контур равен единице, и менять его в процессе производства нельзя, что является недостатком данного вида связи.

Внутриемкостная связь с нагрузкой позволяет менять коэффициент включения нагрузки в контур в процессе производства путем изменения емкостей  $C_{св2}$  и  $C_к$ . По сравнению с трансформаторной связью исключается возможность формирования паразитного колебательного контура, образованного катушкой связи и паразитной емкостью схемы. Однако изменение коэффициента включения происходит не так плавно, как в случае с трансформаторной связью.

### Расчет

Исходные данные для расчета остаются прежними за исключением параметров антенны. Антенна моделируется последовательным соединением источника ЭДС и емкости  $C_a=6$  пФ. Для уменьшения влияния изменений параметров антенны на настройку контура принимаем  $C_{св1}=4$  пФ. При расчете и моделировании следует учесть, что эквивалентная емкость антенной цепи

$$C_{a \text{ экв}} = \frac{C_a \cdot C_{св1}}{C_a + C_{св1}} = \frac{6 \cdot 4}{6 + 4} = 2,4 \text{ пФ.}$$

Эквивалентная проводимость контура  $G_{\text{ЭК}} = DG_{\text{К}} = 2,167 \cdot 4,52 \cdot 10^{-5} = 9,795 \cdot 10^{-5} \text{ См.}$

Коэффициент включения нагрузки в контур

$$m_2 = \sqrt{(D-1)G_{\text{К}}R_{\text{Н}}} = \sqrt{(2,167 - 1) \cdot 4,52 \cdot 10^{-5} \cdot 690} = 0,191.$$

Емкость  $C_{\text{СВ2}}$  связи контура с нагрузкой.

$$C_{\text{СВ2}} = \frac{C_{\text{ЭК}} - C_{a \text{ЭКВ}}}{m_2} = \frac{12 \cdot 10^{-12} - 2,4 \cdot 10^{-12}}{0,191} = 50,3 \text{ пФ}$$

Емкость  $C_{\text{К}}$  в контуре

$$C_{\text{К}} = \frac{(C_{\text{ЭК}} - C_{a \text{ЭКВ}})C_{\text{СВ2}}}{C_{\text{СВ2}} - (C_{\text{ЭК}} - C_{a \text{ЭКВ}})} = \frac{(12 - 2,4) \cdot 50,3}{50,3 - (12 - 2,4)} = 11,86 \text{ пФ}$$

Резонансный коэффициент передачи ВЦ

$$|K_0| = \frac{\omega_0 C_{a \text{ЭКВ}} m_2}{DG_{\text{К}}} = \frac{628 \cdot 10^6 \cdot 2,4 \cdot 10^{-12} \cdot 0,191}{2,167 \cdot 4,52 \cdot 10^{-5}} = 2,94.$$

### Результаты моделирования

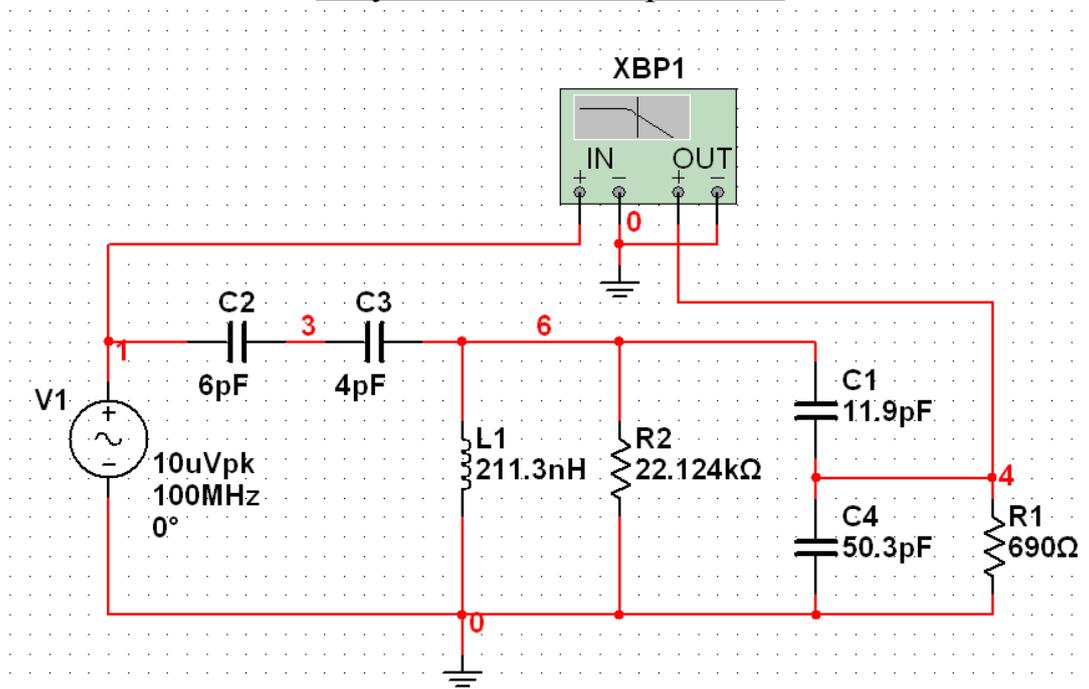


Рис. 3.7. Схема моделирования одноконтурной ВЦ, использующей внешнеемкостную связь с антенной и внутриемкостную связь с нагрузкой

Резонансная частота  $f_0 = 99,826 \text{ МГц}$

Коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте  $K=2,925$   
(9,34дБ)

Полоса пропускания  $\Pi=100,498-99,202=1,296$  МГц  
 Подавление зеркальной помехи  
 $\sigma = K_0 - K_3 = 9,34 - (-24,23) = 31,57$  дБ

### 3.5. Двухконтурная входная цепь с трансформаторной связью

Двухконтурные ВЦ обеспечивают частотную избирательность большую, чем одноконтурные ВЦ. Рассмотрим схему с трансформаторной связью между контурами. Связи с источником сигнала и с нагрузкой являются внутриемкостными. Принципиальная схема ВЦ приведена на рисунке 3.8.

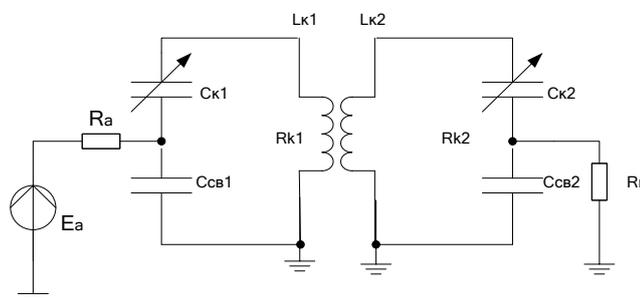


Рис. 3.8. Принципиальная схема двухконтурной ВЦ с трансформаторной связью

Обобщенный коэффициент связи  $\eta=Q_{\text{ЭК}}k_{\text{св}}$  между контурами определяет форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) двухконтурного полосового фильтра. Здесь  $Q_{\text{ЭК}}$  и  $k_{\text{св}}$  – эквивалентная добротность контуров (добротности контуров одинаковы) и коэффициент связи между контурами, соответственно. При  $\eta < 1$  имеет место «одногорбая» АЧХ, при  $\eta = 1$  (имеет место критическая связь между контурами) вершина АЧХ является уплощенной, а при  $\eta > 1$  имеет место «двугорбая» АЧХ (рисунок 3.9).

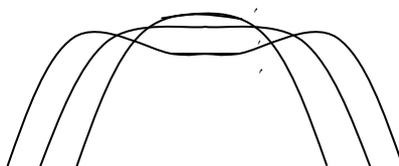


Рис. 3.9. Форма АЧХ двухконтурного полосового фильтра

При проектировании обычно выбирают величину  $\eta$  несколько больше единицы. При этом обеспечивается широкая полоса пропус-

кания фильтра с малой неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания.

Исходные данные для расчета используем те же, что и при расчете одноконтурных цепей с настроенными антеннами. По формулам расчета одноконтурной ВЦ с трансформаторной связью определяются следующие величины.

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 628 \cdot 10^6 \text{ рад/с}, D = 2,167. C_{\text{ЭК}} = 12 \text{ пФ}, \\ L_k &= 0,2113 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}, \\ G_k &= 4,52 \cdot 10^{-5} \text{ См}, m_1 = 0,0495, m_2 = 0,051, \\ R_k &= 22,124 \text{ кОм}. \\ f_{\text{ЭП}} &= 78,6 \text{ МГц}, \xi = 37,4.\end{aligned}$$

Эквивалентное сопротивление нагруженного контура (сопротивление контура при резонансе)

$$R_{\text{ЭК}} = \frac{R_k}{D} = \frac{22,124 \cdot 10^3}{2,167} = 10,21 \text{ кОм}.$$

Коэффициент трансформаторной связи между контурами при  $\eta=1,5$ .

$$K_{\text{св.конт.}} = \frac{\eta}{Q_{\text{ЭК}}} = \eta d_{\text{эр}} = 1,5 \cdot 0,013 = 0,0195.$$

Резонансный коэффициент передачи ВЦ.

$$K_0 = \frac{m_1 m_2 R_{\text{ЭК}} \eta}{R_a (1 + \eta^2)} = \frac{0,0495 \cdot 0,051 \cdot 10210 \cdot 1,5}{50 \cdot (1 + 1,5^2)} = 0,238$$

Определим емкости связи и емкости контуров:

- Для второго контура:

$$\begin{aligned}C_{\text{св2}} &= \frac{C_{\text{ЭК}}}{m_2} = \frac{12 \text{ пФ}}{0,051} = 235,3 \text{ пФ} \\ C_{\text{к2}} &= \frac{C_{\text{ЭК}} C_{\text{св2}}}{C_{\text{св2}} - C_{\text{ЭК}}} = \frac{12 \cdot 235,3}{235,3 - 12} = 12,64 \text{ пФ}\end{aligned}$$

- Для первого контура:

$$\begin{aligned}C_{\text{св1}} &= \frac{C_{\text{ЭК}}}{m_1} = \frac{12 \text{ пФ}}{0,0495} = 242,4 \text{ пФ} \\ C_{\text{к1}} &= \frac{C_{\text{ЭК}} C_{\text{св1}}}{C_{\text{св1}} - C_{\text{ЭК}}} = \frac{12 \cdot 242,4}{242,4 - 12} = 12,625 \text{ пФ}\end{aligned}$$

Определим степень подавления зеркальной помехи.

$$\sigma[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{K_0}{K} = 20 \lg \frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \eta^2)^2 + 4\eta^2}}{1 + \eta^2}$$

$$\sigma[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{\sqrt{(1 + 37,4^2 - 1,5^2)^2 + 4 \cdot 1,5^2}}{1 + 1,5^2} = 52,7 \text{ дБ.}$$

Схема моделирования ВЦ представлена на рисунке 3.10.

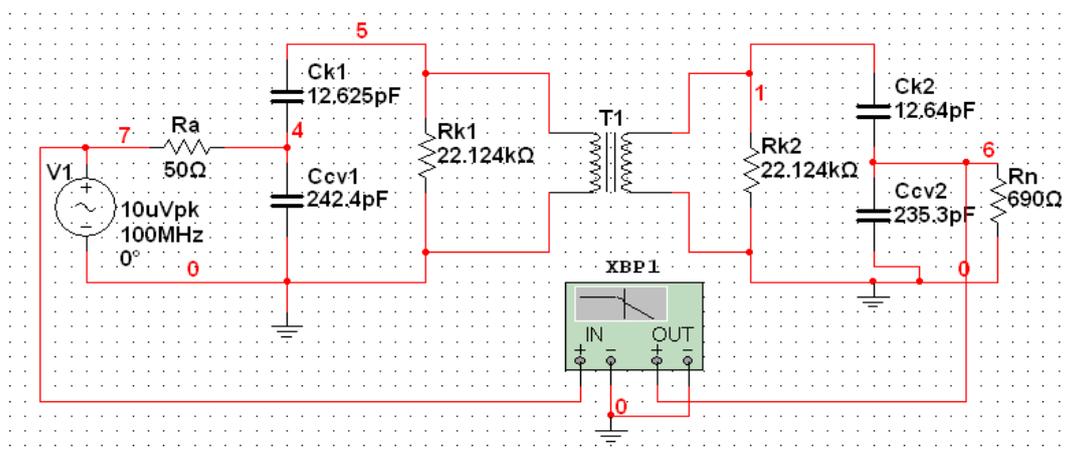


Рис. 3.10. Схема моделирования двухконтурной ВЦ

Параметры трансформатора представлены на рисунке 3.11.

Label	Display	Value	Fault	Pins	User Fields
Primary Coil Inductance		0.2113			uH
Secondary Coil Inductance		0.2113			uH
Coefficient of Coupling		0.0195			

Рис. 3.11. Параметры трансформатора

Резонансная частота и резонансный коэффициент передачи определяются по АЧХ согласно рисунку 3.12.

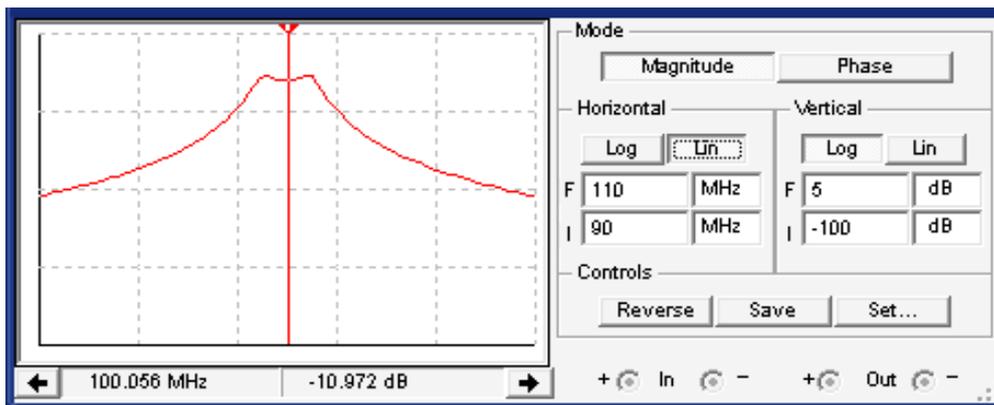


Рисунок 3.12. АЧХ двухконтурной ВЦ

Резонансная частота  $f_{0M} = 100,056$  МГц, коэффициент передачи на резонансной частоте

$$K_0 = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} = 10^{\frac{-10,972}{20}} = 0,283$$

Определим степень неравномерности АЧХ в полосе пропускания согласно рисунку 3.13.

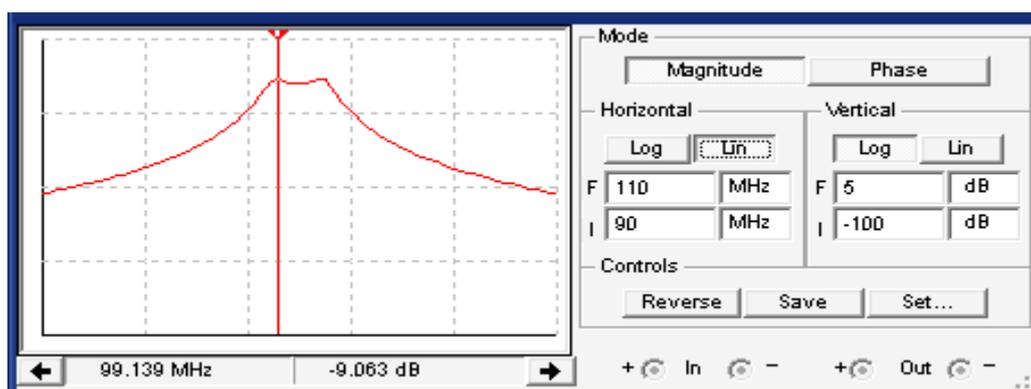


Рис. 3.13. Определение неравномерности АЧХ в полосе пропускания

Степень неравномерности АЧХ в полосе пропускания за счет «горбов» и «провала» АЧХ

$$\Delta K = -9,063 - (-10,972) = 1,903 \text{ дБ} < 3 \text{ дБ}.$$

**Если указанное условие не выполняется, то следует уменьшить обобщенный коэффициент связи  $\eta$ .**

Погрешность расчета резонансной частоты:

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_{0M}}{f_0} \right| = \left| \frac{100 - 100,056}{100} \right| = 5,6 \cdot 10^{-4}$$

Здесь  $f_0, f_{0M}$  - расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления:

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_{0M}}{K_0} \right| = \left| \frac{0,238 - 0,283}{0,238} \right| = 0,189$$

Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta\sigma_{зп} = \sigma_{зп} - \sigma_{з\text{ расчет}} = 52,1 - 52,7 = -0,6 \text{ дБ}$$

### 3.6. Двухконтурная входная цепь с внешнеемкостной связью

ВЦ состоит из двух контуров, первый из которых соединен с антенной с помощью автотрансформаторной связи, второй соединен с нагрузкой с помощью внутриемкостной связи. Контуров связаны емкостью  $C_{св1}$ . Принципиальная схема ВЦ представлена на рисунке 3.14.

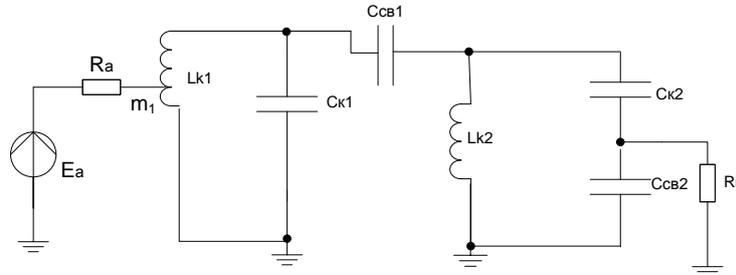


Рис. 3.14. Принципиальная схема двухконтурной ВЦ с внешнеемкостной связью

Исходные данные для расчета используем те же, что и при расчете двухконтурной ВЦ с трансформаторной связью. По формулам расчета двухконтурной ВЦ с трансформаторной связью и одноконтурной ВЦ определяются следующие величины.

$$\omega_0 = 628 \cdot 10^6 \text{ рад/с}, D = 2,167. C_{\text{ЭК}} = 12 \text{ пФ},$$

$$L_k = 0,2113 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

$$G_k = 4,52 \cdot 10^{-5} \text{ См}, m_1 = 0,0495, m_2 = 0,051,$$

$$R_k = 22,124 \text{ кОм}.$$

$$f_{зп} = 78,6 \text{ МГц}, \xi = 37,4, \sigma_{з\text{ расчет}} = 52,7 \text{ дБ}, \eta = 1,5,$$

$$R_{\text{ЭК}} = 10,21 \text{ кОм},$$

$$R'_a = 20406 \text{ Ом}, K_{\text{св.конт.}} = 0,0195, K_0 = 0,238.$$

Определяем емкость связи между контурами.

$$C_{св1} = \frac{K_{\text{св.конт.}} \cdot C_{\text{ЭК}}}{1 - K_{\text{св.конт.}}^2} = \frac{0,0195 \cdot 12}{1 - 0,0195^2} = 0,234 \text{ пФ}$$

Определяем емкость первого контура

$$C_{к1} = \frac{C_{\text{Эк}}}{1 + K_{\text{СВ.КОНТ.}}} = \frac{12}{1 + 0,0195} = 11,77 \text{ пФ.}$$

Определяем емкости второго контура

$$C_{\text{СВ2}} = \frac{C_{к1}}{m_2} = \frac{11,77}{0,051} = 230,8 \text{ пФ}$$

$$C_{к2} = \frac{C_{к1} C_{\text{СВ2}}}{C_{\text{СВ2}} - C_{к1}} = \frac{11,77 \cdot 230,8}{230,8 - 11,77} = 12,4 \text{ пФ}$$

### Порядок моделирования

Так как в библиотеке моделей радиоэлементов отсутствует катушка индуктивности с отводом, то заменяем ее моделью катушки без отвода. При этом антенна совместно с фидером моделируется источником ЭДС с внутренним сопротивлением

$$R'_a = \frac{W_{\phi}}{m_1^2} = \frac{50}{0.0495^2} = 20406 \text{ Ом.}$$

Резонансный коэффициент передачи ВЦ

$$K_0 = K'_{\text{ОМ (в раз)}} / m_1$$

Здесь  $K'_{\text{ОМ (в раз)}}$  - коэффициент передачи, найденный непосредственно при моделировании. Схема моделирования представлена на Рисунке 3.15.

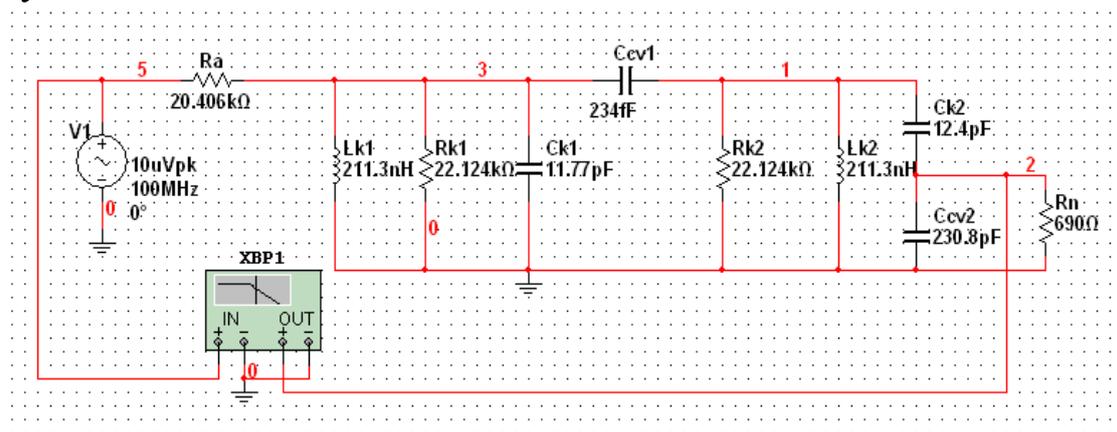


Рис. 3.15. Схема моделирования

### Результаты моделирования

Резонансная частота  $f_0 = 100,056 \text{ МГц}$

«Модельный» коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте

$$K[\text{дБ}] = -37,012 \text{ дБ.}$$

$$K_0 = K'_{\text{ом}} (\text{в размах}) / m_1 = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} / m_1 = 10^{\frac{-37,012}{20}} / 0,0495 = 0,285$$

Степень неравномерности АЧХ в полосе пропускания за счет «горбов» и «провала» АЧХ.  $\Delta K = -35,07 - (-37,012) = 1,942 \text{ дБ} < 3 \text{ дБ.}$

Подавление зеркальной помехи

$$\sigma_{\text{зм}} = K_{\text{ом}} - K_{\text{з}} = -37,012 - (-93,243) = 56,231 \text{ дБ.}$$

### 3.7. Двухконтурная входная цепь с внутриемкостной связью

Если необходимо увеличить частоту настройки ВЦ данного типа, то следует уменьшить величину  $C_K$ , что приводит к уменьшению коэффициента связи между контурами с ростом частоты настройки. В случае же с внешнеемкостной связью указанная зависимость носит противоположный характер: с ростом частоты настройки резонансный коэффициент передачи увеличивается. Второе отличие рассматриваемой ВЦ заключается в том, что при необходимости уменьшить коэффициент связи следует увеличить емкость связи, в то время, как в случае с внешнеемкостной емкостью связи уменьшают.

Если в случае внешнеемкостной связи требуется обеспечить очень малый коэффициент связи, то величина емкости связи становится очень малой и сравнимой с паразитными емкостями схемы. В таких случаях приходится заменять внешнеемкостную связь внутриемкостной.  $m_2 L_K C_K C_H R_H m_1 U_K U_{\text{Вых}} C_{\text{св}2}$

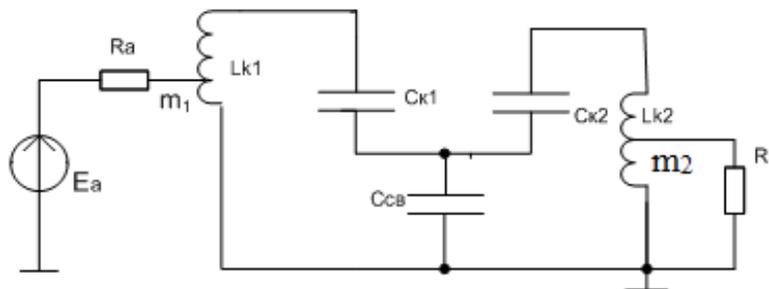


Рис. 3.16. Принципиальная схема двухконтурной ВЦ с внутриемкостной связью

## Расчет

Исходные данные для расчета используем те же, что и при расчете двухконтурной ВЦ с внешнеемкостной связью. По аналогичным формулам определяются следующие параметры схемы.

$$\omega_0 = 628 \cdot 10^6 \text{ рад/с}, D = 2,167. C_{\text{ЭК}} = 12 \text{ пФ},$$

$$L_k = 0,2113 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

$$G_k = 4,52 \cdot 10^{-5} \text{ См}, m_1 = 0,0495, m_2 = 0,051,$$

$$R_k = 22,124 \text{ кОм}.$$

$$f_{\text{зп}} = 78,6 \text{ МГц}, \xi = 37,4, \sigma_{\text{з расчет}} = 52,7 \text{ дБ}, \eta = 1,5,$$

$$R_{\text{ЭК}} = 10,21 \text{ кОм},$$

$$R'_a = 20406 \text{ Ом}, K_{\text{св.конт.}} = 0,0195, K_0 = 0,238.$$

Определяем емкость связи между контурами.

$$C_{\text{св}} = \frac{C_{\text{ЭК}}}{K_{\text{св.конт.}}} = \frac{12}{0,0195} = 615,4 \text{ пФ}$$

Определяем емкости первого и второго контуров

$$C_{k1} = C_{k2} = \frac{C_{\text{ЭК}}}{1 - K_{\text{св.конт.}}} = \frac{12}{1 - 0,0195} = 12,24 \text{ пФ}.$$

## Порядок моделирования

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R'_H = \frac{R_H}{m_2^2} = 690/0,051^2 = 265 \text{ кОм}$$

Коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте определяется по формуле

$$K_0 = m_2 K'_{\text{ОМ}} (\text{в раз}) / m_1$$

Здесь  $K'_{\text{ОМ}} (\text{в раз})$  - коэффициент передачи, найденный непосредственно при моделировании.

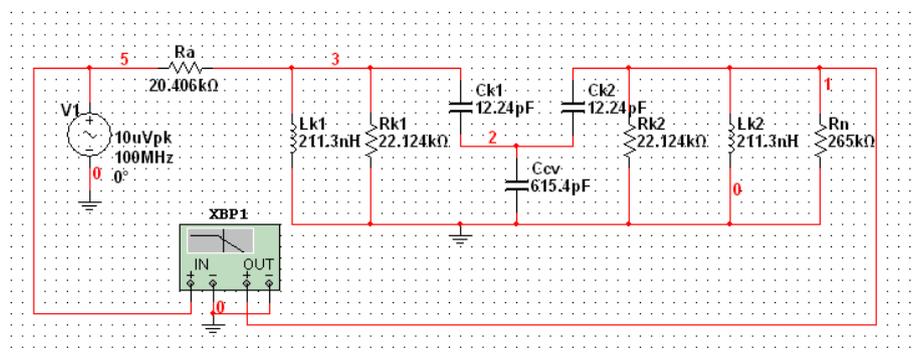


Рис. 3.17. Схема моделирования ВЦ

### Результаты моделирования

Резонансная частота  $f_0 = 99,881$  МГц

Коэффициент передачи ВЦ на резонансной частоте  $K_{0M}[\text{дБ}] = -11,211$  дБ.

$$K_0 = m_2 K'_{0M} (\text{в размах}) / m_1 = m_2 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}} / m_1 = 0,051 \cdot 10^{\frac{-11,211}{20}} / 0,0495 \\ = 0,283$$

Степень неравномерности АЧХ в полосе пропускания за счет «горбов» и «провала» АЧХ

$$\Delta K = -9,233 - (-11,211) = 1,978 \text{ дБ} < 3 \text{ дБ.}$$

Подавление зеркальной помехи

$$\sigma_{3M} = K_{0M} - K_3 = -11,211 - (-67,563) = 56,352 \text{ дБ} > 30 \text{ дБ.}$$

### Контрольные вопросы

1. В каких случаях целесообразно использовать трансформаторную связь с антенной?
2. Каковы недостатки трансформаторной связи?
3. Когда целесообразно использовать двухконтурную входную цепь?
4. Когда целесообразно использовать внутреннюю емкостную связь в двухконтурной входной цепи?
5. С какой целью при моделировании в состав схемы колебательного контура вводят сопротивление?
6. Из каких соображений следует выбирать значение обобщенного коэффициента связи между контурами двухконтурной входной цепи?

## **4. Расчет усилителя высокой частоты**

### **4.1. Порядок расчета**

Усилители высокой частоты – (усилители радиочастотные – УРЧ) предназначены для обеспечения чувствительности, а также избирательности радиоприемника по побочным каналам приема. При обеспечении избирательности основное внимание уделяется подавлению зеркальной помехи. На этапе структурного расчета линейного тракта приемника выбираются типы усилительного прибора и фильт-

ра УРЧ, формулируются требования к минимальному значению коэффициента усиления.

Далее выбирается электрическая принципиальная схема усилителя, и проводится его электрический расчет. В результате расчета определяются параметры радиоэлементов принципиальной схемы, коэффициент усиления и степень подавления зеркальной помехи. Для проведения электрического расчета необходимо знать параметры источника сигнала и нагрузки УРЧ. Поэтому электрическому расчету УРЧ предшествует расчет входной цепи, а также выбор основных параметров функционального узла линейного тракта, следующего за усилителем.

Электрический расчет включает в себя расчеты усилителя по постоянному и переменному току. Расчет по постоянному току обеспечивает требуемый режим транзистора по постоянному току, который определяет основные параметры транзистора по переменному току. Расчет по переменному току заканчивается проверкой усилителя на соответствие требованиям его устойчивой работы. Если заданная степень устойчивости не обеспечивается, то корректируют расчет, либо уменьшая коэффициент усиления, либо переходя к схеме каскодного УРЧ, если уменьшение коэффициента не допустимо.

Параметры транзисторов имеют большой разброс и в сильной степени зависят от тока коллектора в отсутствие сигнала, рабочей частоты и температуры. Зависимости параметров транзистора от указанных факторов достаточно сложные, поэтому расчету УРЧ предшествует процесс определения параметров транзистора согласно его справочным данным.

## **4.2. Расчет и моделирование одноконтурного УРЧ**

На Рисунке 4.1 приведена принципиальная схема УРЧ. С целью сокращения объема расчетов на схеме не указаны вспомогательные радиоэлементы, обеспечивающие фильтрацию сигнала по цепям питания. Сопротивления:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_э$  - обеспечивают режим транзистора по постоянному току и термостабилизацию УРЧ. Неполное включение в колебательный контур транзистора и нагрузки обеспечивает заданную степень подавления помех и большой коэффициент усиления.

Так как параметры транзистора, используемые при расчете, в сильной степени зависят от частоты и тока коллектора при отсутствии сигнала, то перед началом расчета необходимо задать эти величины. Ток коллектора задают, исходя из требований, предъявляемых к усилителю, и используя справочные данные транзистора.

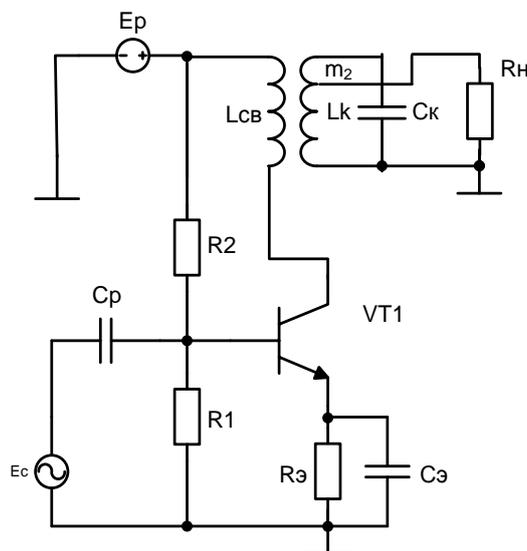


Рис. 4.1. Принципиальная схема УРЧ

Далее рассматривается пример расчета и моделирования УРЧ с использованием биполярного N-P-N транзистора 2sc2786, работающего в диапазоне частот от 100 кГц до 200 МГц. Выбор данного транзистора обусловлен наличием подробных справочных данных по нему и наличием его модели в библиотеке моделей пакета Multisim.

#### 4.2.1. Исходные данные для расчета

$E_p = 12\text{В}$  - напряжение питания

$f = 10,7 \cdot 10^6 \text{ Гц}$  – заданная частота входного сигнала УРЧ (резонансная частота колебательного контура).

$I_k = 5\text{мА}$  -ток коллектора в отсутствии сигнала.

$R_n = 2 \text{ кОм}$  -сопротивление нагрузки (сопротивление следующего каскада)

$C_n = 10 \text{ пФ}$  -емкость нагрузки (входная емкость следующего каскада)

$d_{эp} = 0,02$ -эквивалентное затухание контура УРЧ (задается на этапе структурного расчета).

$d_0 = 0,018$  собственное затухание контура УРЧ (задается на этапе расчета входной цепи).

Пределы изменения температуры при эксплуатации приемника (-40...+60)°С.

По справочным данным определяются следующие параметры транзистора:

$I_{кб0} = 100 \cdot 10^{-9}$  А - обратный ток коллектора.

$C_{бк} = 1$  пФ – емкость база-коллектор.

УРЧ обеспечивает подавление зеркальной помехи с частотой

$$f_z = f_0 - 2f_{пч},$$

где  $f_0$  – частота резонанса,  $f_{пч} = 0,455$  МГц – промежуточная частота.

По данным, приведенным в Приложении 4, определяются активная  $g_{ij}$  и реактивная  $b_{ij}$  проводимости транзистора в зависимости от значений частоты  $f$  и тока коллектора при отсутствии сигнала  $I_k$ .

$$\begin{aligned} g_{11} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ См} & g_{21} &= 180 \cdot 10^{-3} \text{ См} \\ b_{11} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ См} & b_{21} &= 12 \cdot 10^{-3} \text{ См} \\ g_{12} &\approx 0,2g_{22} = 0,2 \cdot 8,5 \cdot 10^{-5} = 1,7 \cdot 10^{-5} \text{ См} & g_{22} &= 8,5 \cdot 10^{-5} \text{ См} \\ b_{12} &= 5 \cdot 10^{-5} \text{ См} & b_{22} &= 9 \cdot 10^{-5} \text{ См} \end{aligned}$$

Рассчитываем значения модулей проводимостей.

$$\begin{aligned} |Y|_{11} &= \sqrt{b_{11}^2 + g_{11}^2} = 1,414 \cdot 10^{-3} \text{ См} & |Y|_{21} &= \sqrt{b_{21}^2 + g_{21}^2} = 180 \cdot 10^{-3} \text{ См} \\ |Y|_{12} &= \sqrt{b_{12}^2 + g_{12}^2} = 5,28 \cdot 10^{-5} \text{ См} & |Y|_{22} &= \sqrt{b_{22}^2 + g_{22}^2} = 0,124 \cdot 10^{-3} \text{ См} \end{aligned}$$

Для оценки устойчивости УРЧ необходимо знать коэффициент  $m_{2(ВЦ)}$  включения нагрузки в контур входной цепи (ВЦ) и эквивалентную проводимость  $G_{эк(ВЦ)}$  контура ВЦ, поэтому расчет и моделирование УРЧ проводятся после расчета ВЦ. В данном примере принято, что проводимость  $G_{эк(ВЦ)}$  контура ВЦ равна эквивалентной проводимости  $G_{эк}$  контура УРЧ, а коэффициент  $m_{2(ВЦ)} = 0,1$ .

#### 4.2.2. Расчет УРЧ по постоянному току [1]

Определяем изменение обратного тока коллектора для кремниевых транзисторов:

$$\Delta I_{кб0} = I_{кб0} 2^{0,2(T_{\max} - T_0)} = 100 \cdot 10^{-9} \cdot 2^{0,2(333-293)} = 2,56 \cdot 10^{-5} \text{ А},$$

где  $T_{\max} = 60 + 273 = 333$ °К - максимальная абсолютная температура эксплуатации транзистора,

$T_0 = 20 + 273 = 293$ °К – абсолютная нормальная температура.

Определяем тепловое смещение напряжения базы:

$$\Delta U_{Эб} = \gamma(T_{\max} - T_{\min}) = 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot (333 - 233) = 0,18 \text{ В},$$

где  $\gamma = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ В/}^\circ\text{К}$ ;  $T_{\min} = 273 - 40 = 233^\circ\text{К}$  – минимальная абсолютная температура эксплуатации.

Нестабильность коллекторного тока:

$$\Delta I_{\text{К}} = I_{\text{К}} (T_{\max} - T_{\min}) / T_0 = 5(333 - 233) / 293 = 1,706 \text{ мА}.$$

Находим величину эмиттерного сопротивления:

$$R_{\text{Э}} = \frac{\Delta U_{\text{Эб}} + (10 \dots 20) \frac{\Delta I_{\text{К}60}}{g_{11}}}{\Delta I_{\text{К}}} = \frac{0,18 + (10 \dots 20) \cdot \frac{2,56 \cdot 10^{-5}}{1 \cdot 10^{-3}}}{1,706 \cdot 10^{-3}} \\ = 256 \dots 511 = 405 \text{ Ом}.$$

Определяем сопротивления  $R_2, R_1$  делителя напряжения в цепи базы (коэффициенты в скобках принимаем равными 15 из диапазона значений 10...20).

$$R_2 = \frac{(10 \dots 20) E_{\text{П}}}{R_{\text{Э}} I_{\text{К}} g_{11}} = \frac{(10 \dots 20) \cdot 12}{405 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 90 \text{ кОм} \\ R_1 = \frac{(10 \dots 20) E_{\text{П}}}{g_{11} (E_{\text{П}} - R_{\text{Э}} I_{\text{К}})} = \frac{(10 \dots 20) \cdot 12}{(12 - 405 \cdot 5 \cdot 10^{-3}) \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 18 \text{ кОм}$$

#### 4.2.3. Расчет УРЧ по переменному току в режиме максимального усиления

Определяем значение круговой частоты

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 = 67,23 \cdot 10^6 \text{ рад/с}.$$

Определяем емкости конденсаторов.

$$C_{\text{Э}} = \frac{500}{\omega R_{\text{Э}}} = \frac{500}{67,23 \cdot 10^6 \cdot 405} = 18,4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

$$C_{\text{Р}} = \frac{500 g_{11}}{\omega} = \frac{500 \cdot 10^{-3}}{67,23 \cdot 10^6} = 7,44 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

Определяем допустимую степень  $D$  увеличения затухания контура (расширения полосы пропускания) при подключении к нему внешних цепей.

$$D = \frac{d_{\text{ЭР}}}{d_0} = \frac{0,02}{0,018} = 1,111.$$

Определяем проводимость нагрузки:  $G_{\text{Н}} = 1/R_{\text{Н}} = 1/2000 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ См}$

Пользуясь данными Приложения 3, определяем значения емкостей, формирующих эквивалентную емкость колебательного контура.

$C_{\Pi}=12$  пФ - подстроечная емкость контура,  $C_L=3$  пФ - паразитная емкость катушки индуктивности,  $C_{\min}=8$  пФ - минимальная емкость конденсатора контура,  $C_M=10$  пФ - паразитная емкость монтажа. Определим эквивалентную емкость колебательного контура.

$$C_{\text{эк}} \geq \frac{C_{\Pi} + C_L + C_{\min}}{1 - 0,5(C_{\Pi} + C_M)(D - 1)d_0\omega R_H}$$

$$\geq \frac{C_{\text{эк}}}{(12 + 3 + 8) \cdot 10^{-12}}$$

$$\geq \frac{1}{1 - 0,5 \cdot (10 + 10) \cdot 10^{-12} \cdot (1,111 - 1) \cdot 0,018 \cdot 67,23 \cdot 10^6 \cdot 2000}$$

$$= 23 \cdot 10^{-12}$$

Принимаем  $C_{\text{эк}}=28$  пФ.

Определяем индуктивность контура.

$$L_k = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{\text{эк}}} = \frac{1}{(67,23 \cdot 10^6)^2 \cdot 28 \cdot 10^{-12}} = 7,91 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

Определим собственную проводимость контура:

$$G_k = d_0\omega C_{\text{эк}} = 0,018 \cdot 67,23 \cdot 10^6 \cdot 28 \cdot 10^{-12} = 3,386 \cdot 10^{-5} \text{ См}$$

Определим значения коэффициентов включения, обеспечивающих максимальный коэффициент усиления для заданной величины  $D$  увеличения затухания контура при подключении к нему внешних цепей.

$$m_1 = \sqrt{\frac{(D - 1) \cdot G_k}{2 \cdot g_{22}}} = \sqrt{\frac{(1,111 - 1) \cdot 3,386 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 0,085 \cdot 10^{-3}}} = 0,149$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{(D - 1) \cdot G_k}{2 \cdot G_H}} = \sqrt{\frac{(1,111 - 1) \cdot 3,386 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}} = 0,0613$$

*Если значение какого-либо коэффициента включения больше единицы, то его приравнивают единице, а другой коэффициент пересчитывают, сохраняя неизменной величину эквивалентной проводимости контура  $G_{\text{эк}} = D \cdot G_k$ . Например,  $m_1=1$ . Тогда*

$$m_2 = \sqrt{\frac{(D - 1)G_k - g_{22}}{G_H}}$$

Определим индуктивность связи трансформатора, принимая  $K_{\text{св}} = 0,447$  (коэффициент связи следует выбирать из условия  $K_{\text{св}} \leq 0,5$ ).

$$L_{\text{св}} = \frac{m_1^2 \cdot L_k}{K_{\text{св}}^2} = \frac{(0,149)^2 \cdot 7,91 \cdot 10^{-6}}{(0,447)^2} = 0,879 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

Определим эквивалентную проводимость контура.

$$G_{\text{эк}} = D \cdot G_k = 1,111 \cdot 3,386 \cdot 10^{-5} = 3,762 \cdot 10^{-5} \text{ См}$$

Определим коэффициент усиления усилителя.

$$K_0 = |Y_{21}| m_1 m_2 / G_{\text{эк}} = 0,18 \cdot 0,149 \cdot 0,0613 / (3,762 \cdot 10^{-5}) = 43,7.$$

Определим максимально допустимый коэффициент усиления по условиям устойчивости:

$$K_{\text{уст}} = \frac{0,45 m_2 \sqrt{|Y_{21}|}}{m_{2(\text{ВЦ})} \sqrt{|Y_{12}|}} = \frac{0,45 \cdot 0,0613 \cdot \sqrt{0,18}}{0,1 \cdot \sqrt{5,28 \cdot 10^{-5}}} = 16,1.$$

Для обеспечения устойчивости УРЧ, должно выполняться условие  $K_0 < K_{\text{уст}}$ . В данном случае указанное условие не выполняется, так как  $43,7 > 16,1$ .

*Если условие устойчивости не выполняется, то принимают меры по повышению устойчивости. При пассивном методе повышения устойчивости снижают коэффициент усиления УРЧ, а при активном – переходят к схеме каскадного УРЧ, который обеспечивает высокий коэффициент усиления при сохранении устойчивости.*

Рассмотрим пассивный метод (работа усилителя в режиме ограниченного усиления).

#### 4.2.4. Расчет УРЧ по переменному току в режиме ограниченного усиления

Для уменьшения коэффициента усиления изменяем расчет коэффициентов включения.

$$m_1 = \frac{0,45 G_{\text{эк}}}{m_{2(\text{ВЦ})}} \sqrt{\frac{1}{|Y_{21}| |Y_{12}|}} = \frac{0,45 \cdot 3,762 \cdot 10^{-5}}{0,1} \sqrt{\frac{1}{0,18 \cdot 5,28 \cdot 10^{-5}}} = 5,49 \cdot 10^{-2}.$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{(D - 1) G_k - m_1^2 g_{22}}{G_H}} = \sqrt{\frac{(1,111 - 1) \cdot 3,386 \cdot 10^{-5} - (5,49 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 0,085 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-4}}} = 0,0837;$$

Вновь определяем индуктивность катушки связи и коэффициент усиления.

$$L_{св} = \frac{m_1^2 Lk}{K_{св}^2} = \frac{(5,49 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 7,91 \cdot 10^{-6}}{(0,447)^2} = 1,19 \cdot 10^{-7} \text{ Гн.}$$

$$K_0 = |Y_{21}| m_1 \cdot \frac{m_2}{G_{эк}} = 0,18 \cdot 5,49 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{0,0837}{3,762 \cdot 10^{-5}} = 22.$$

Так как при новых значениях коэффициентов включения условие устойчивости автоматически выполняется, то проверять УРЧ на устойчивость не следует.

Определим степень подавления зеркальной помехи. Сначала определим обобщенную расстройку помехи

$$\xi = \frac{1}{d_{эп}} \left| \frac{f_3}{f_0} - \frac{f_0}{f_3} \right| = \frac{1}{0,02} \cdot \left| \frac{10,7 - 2 \cdot 0,455}{10,7} - \frac{10,7}{10,7 - 2 \cdot 0,455} \right| = 8,89$$

Степень подавления помехи

$$\sigma_0 = 10 \lg(1 + \xi^2) = 10 \cdot \lg(1 + 8,89^2) = 19,03 \text{ дБ.}$$

#### 4.2.5. Расчет дополнительных радиоэлементов, используемых в эквивалентной схеме УРЧ при моделировании

При моделировании следует использовать эквивалентную схему усилителя, которую получают, несколько изменяя принципиальную схему. Для учета потерь мощности сигнала в контуре параллельно ему включают сопротивление потерь

$$R_k = 1/G_k = 1/3,386 \cdot 10^{-5} = 29,5 \text{ кОм.}$$

Так как при моделировании используется катушка индуктивности без отвода, то сопротивление  $R_n$  нагрузки заменяют эквивалентным сопротивлением  $R'_n$ , подключая его параллельно контуру.

$$R'_n = \frac{R_n}{m_2^2} = 2000/0,0837^2 = 285 \text{ кОм}$$

При этом коэффициент  $K_M$  усиления, определенный по результатам моделирования, необходимо умножить на коэффициент  $m_2$  включения, чтобы сравнить его с рассчитанным значением  $K_0$ .

$$K_{0M} = m_2 K_M.$$

Для учета потерь паразитного контура, образованного катушкой связи и емкостью коллектор-база  $C_{бк}$ , последовательно с катушкой связи включают сопротивление потерь

$$r_{ce} = d_0 \sqrt{\frac{LCB}{C_{\delta k}}} = 0,018 \cdot \sqrt{\frac{1,19 \cdot 10^{-7}}{10^{-12}}} = 6 \text{ Ом.}$$

#### 4.2.6. Результаты моделирования УРЧ

Схема моделирования представлена на рисунке 4.2.

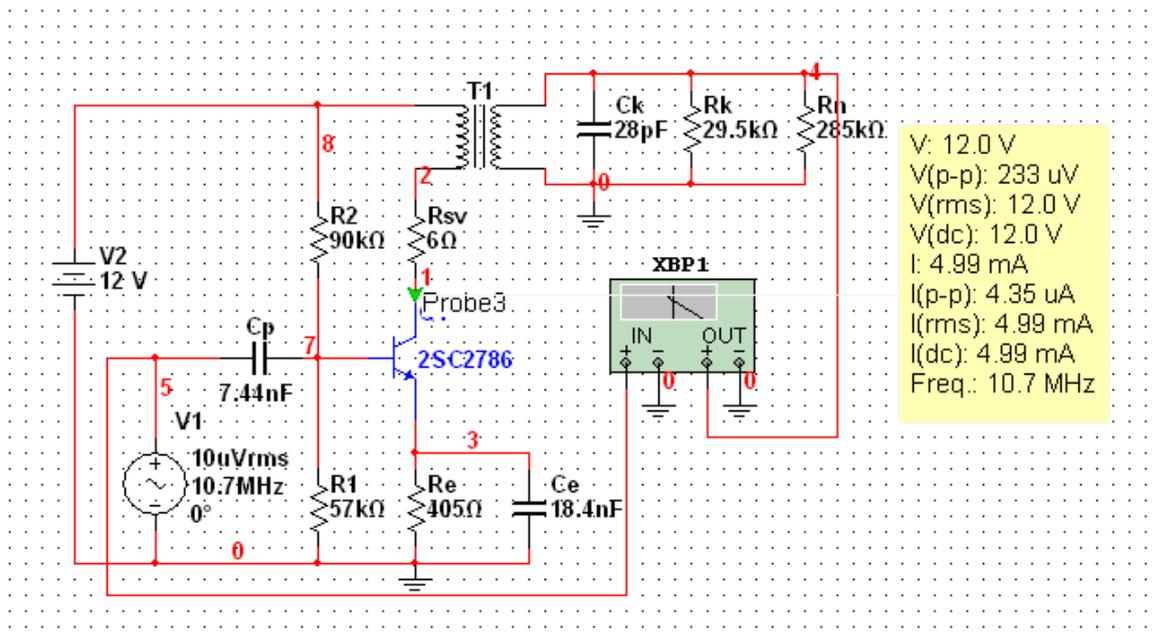


Рис. 4.2. Схема моделирования УРЧ

Здесь значение резистора R1 увеличено по сравнению с расчетной величиной. Данное изменение расчетной величины требуется, чтобы обеспечить заданное значение постоянной составляющей тока коллектора  $I_k=5\text{mA}$ .

Определим погрешности расчета, используя результаты моделирования.

Погрешность расчета резонансной частоты:

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_M}{f_0} \right| = \left| \frac{10,7 - 10,697}{10,7} \right| = 2,8 \cdot 10^{-4}$$

Здесь  $f_0, f_M$  - расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления:

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_M \cdot m_2}{K_0} \right| = \left| \frac{22 - 244 \cdot 0,0837}{22} \right| = 7,2 \cdot 10^{-2}$$

Погрешность расчета полосы пропускания

$$\delta\Pi = \left| \frac{f_0 * d_{\text{эп}} - \Pi_M}{f_0 * d_{\text{эп}}} \right| = \left| \frac{10,7 * 0,02 - 0,214}{10,7 * 0,02} \right| = 0$$

Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta\sigma = |\sigma_0 - \sigma_M| = |19,03\text{дБ} - 19,03\text{ дБ}| = 0\text{ дБ}$$

### 4.3. Расчет и моделирование каскодного УРЧ

Если необходимо обеспечить высокий коэффициент усиления УРЧ при сохранении его устойчивости, то используют каскодный усилитель, принципиальная схема которого приведена на Рисунке 4.3.

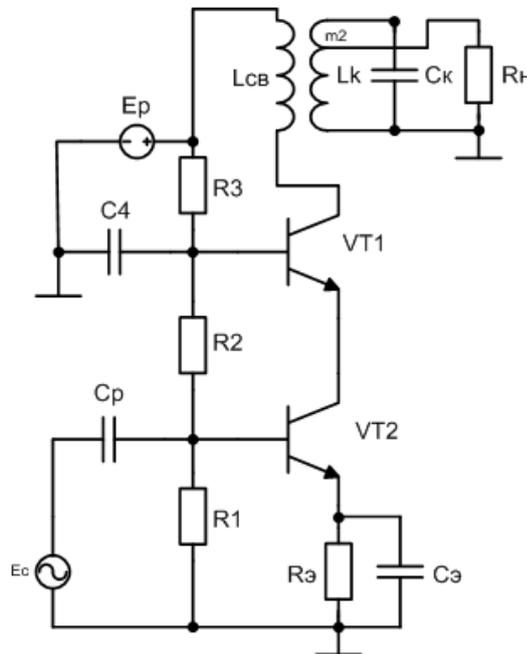


Рис. 4.3. Принципиальная схема каскодного усилителя

Исходные данные для расчета усилителя используем те же, что и в случае однотранзисторного УРЧ.

#### 4.3.1. Расчет каскодного усилителя по постоянному току

Расчет эмиттерного сопротивления  $R_e$  аналогичен расчету  $R_e$  для однотранзисторного УРЧ, поэтому  $R_e=405\text{ Ом}$ .

Определяем значения напряжений «коллектор-эмиттер» транзисторов, считая их равными.

$$U_{кэ} = \frac{E_{п} - R_3 I_{к}}{2} = \frac{12 - 405 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{2} = 4,99 \text{ В}$$

Определяем сопротивления  $R_3, R_2, R_1$  делителя напряжения в цепи базы (коэффициент в скобках принимаем равным 15 из диапазона значений 10...20).

Суммарное сопротивление резисторов делителя напряжения в цепи базы.

$$R_0 = R_1 + R_2 + R_3 = \frac{10E_{п}}{R_3 I_{к} g_{11}} = \frac{10 \cdot 12}{405 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}} \approx 59 \text{ кОм}$$

$$R_1 = \frac{R_0 R_3 I_{к}}{E_{п}} = \frac{59 \cdot 10^3 \cdot 405 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{12} \approx 10 \text{ кОм}$$

$$R_2 = \frac{R_0 U_{кэ}}{E_{п}} = \frac{59 \cdot 10^3 \cdot 4,99}{12} \approx 24,5 \text{ кОм}$$

$$R_3 = R_0 - R_1 - R_2 = 59 - 10 - 24,5 \approx 24,5 \text{ кОм}$$

#### 4.3.2. Расчет усилителя по переменному току

Так как расчет емкостей схемы, параметров колебательного контура аналогичен их расчету в случае однотранзисторного усилителя, то принимая  $C_4 = C_3$ , воспользуемся предыдущими результатами расчета усилителя.

Значение круговой частоты  $\omega = 67,23 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$ .

Значения емкостей схемы:  $C_4 = C_3 = 18,4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ ;

$C_p = 7,44 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ .

Эквивалентная емкость колебательного контура  $C_{эк} = 28 \text{ пФ}$ .

Значение допустимой степени  $D$  увеличения затухания контура (расширения полосы пропускания) при подключении к нему внешних цепей.  $D = 1,111$

Индуктивность контура  $L_k = 7,91 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ .

Проводимость нагрузки  $G_n = 1/R_n = 1/2000 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ См}$

Собственная проводимость контура  $G_k = 3,386 \cdot 10^{-5} \text{ См}$

Эквивалентная проводимость контура  $G_{эк} = 3,762 \cdot 10^{-5} \text{ См}$

Значения коэффициентов включения, обеспечивающих максимальный коэффициент усиления для заданной величины  $D$  увеличения затухания контура при подключении к нему внешних цепей:  $m_2 = 0,0613$  (результат предыдущего расчета) и

$$m_1 = \sqrt{\frac{(D-1) \cdot Gk}{2 \cdot g_{12}}} = \sqrt{\frac{(1.111-1) \cdot 3,386 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 0,017 \cdot 10^{-3}}} = 0,332.$$

Определим индуктивность связи трансформатора, принимая  $K_{св} = 0,447$  (коэффициент связи следует выбирать из условия  $K_{св} \leq 0,5$ ).

$$L_{св} = \frac{m_1^2 \cdot Lk}{K_{св}^2} = \frac{(0,332)^2 \cdot 7,91 \cdot 10^{-6}}{(0,447)^2} = 4,36 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

Коэффициент усиления усилителя.

$$K_0 = \frac{|Y_{21}| m_1 m_2}{G_{эк}} = 0,18 \cdot 0,332 \cdot \frac{0,0613}{3,762 \cdot 10^{-5}} = 97,4.$$

$$\begin{aligned} \text{Определим } |Y_{12} + Y_{22}| &= \sqrt{(g_{12} + g_{22})^2 + (b_{12} + b_{22})^2} = \\ &= \sqrt{(0,017 \cdot 10^{-3} + 0,085 \cdot 10^{-3})^2 + (5 \cdot 10^{-5} + 9 \cdot 10^{-5})^2} = \\ &= 1,732 \cdot 10^{-4} \end{aligned}$$

Максимально допустимый коэффициент усиления по условиям устойчивости:

$$\begin{aligned} K_{уст} &= \frac{0,45 m_{02} |Y_{21}|}{m_{2(вц)} \sqrt{|Y_{12}| \cdot |Y_{12} + Y_{22}|}} = \frac{0,45 \cdot 0,0613 \cdot 0,18}{0,1 \cdot \sqrt{5,28 \cdot 10^{-5} \cdot 1,732 \cdot 10^{-4}}} = \\ &= 519,2. \end{aligned}$$

Для обеспечения устойчивости УРЧ, должно выполняться условие  $K_0 < K_{уст}$ . В данном случае указанное условие выполняется, так как  $97,4 < 519,2$ .

Параметры дополнительных радиоэлементов необходимых для построения эквивалентной схемы определяем, пользуясь результатами расчета однотранзисторного усилителя.

$$R_k = 29,5 \text{ кОм}; R'_n = 285 \text{ кОм}; r_{св} = 6 \text{ Ом}.$$

### Результаты моделирования УРЧ

После запуска процесса моделирования определяем ток коллектора:  $I_k = 2,45 \text{ мА}$ . Для установки требуемого режима по постоянному току ( $I_k = 5 \text{ мА}$ ) корректируем значения сопротивлений делителя напряжения, обеспечивающего подачу напряжений смещения на базы транзисторов:  $R_{к1} = 12,5 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = R_3 = 15 \text{ кОм}$ . Вновь запускаем процесс моделирования и проверяем режим по постоянному току. Результаты моделирования представлены на Рисунках 14 и 15.

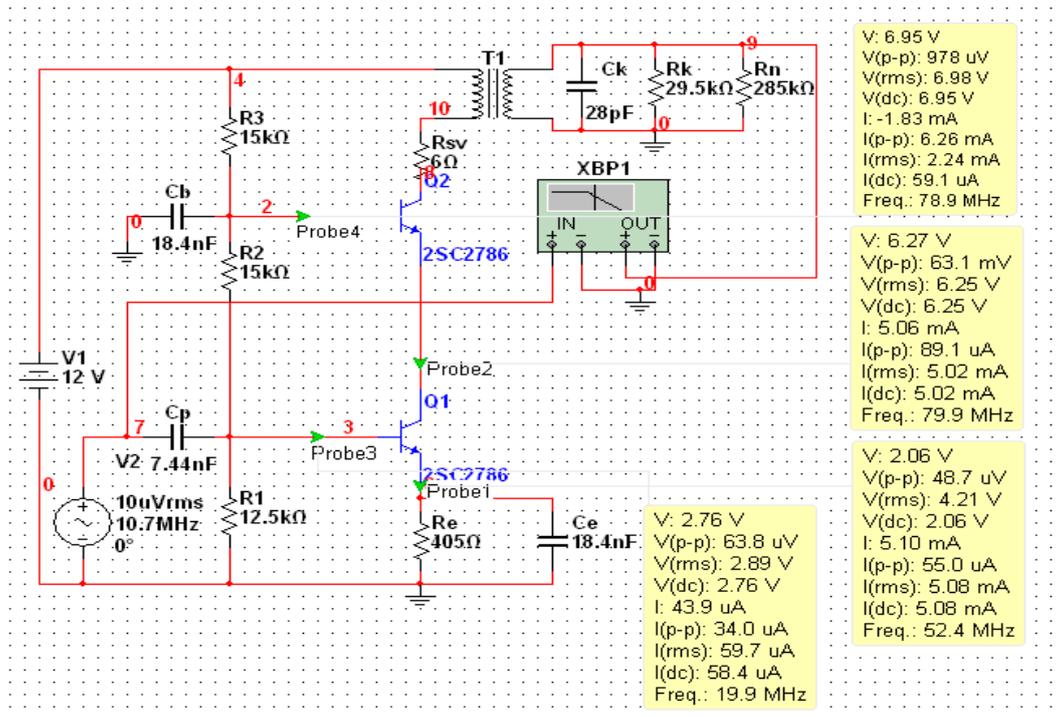


Рис. 4.4. Схема моделирования каскодного УРЧ

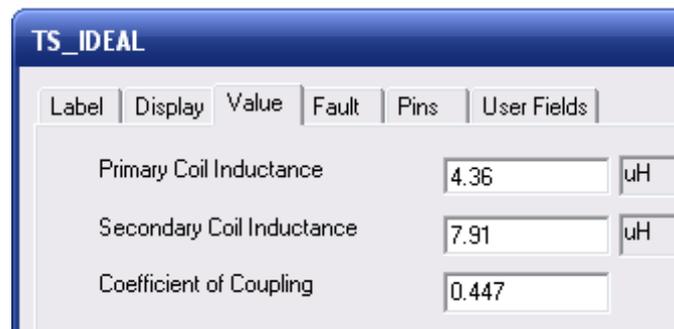


Рис. 45. Параметры трансформатора.

Ток коллектора  $I_K = 5,02$  мА, что соответствует расчету. Переходим к анализу результатов моделирования по переменному току.

«Модельное» значение резонансной частоты  $f_M = 10,666$  МГц

«Модельное» значение резонансного коэффициента передачи в децибелах  $K_{дБ} = 62,819$  дБ, а в «разгах» по напряжению  $K_M = 10^{\frac{K_{дБ}}{20}} = 10^{\frac{62,819}{20}} = 1383$ .

«Модельное» значение полосы пропускания  $\Pi_M = f_B - f_H = 10,78 - 10,567 = 0,213$  МГц

«Модельное» значение степени подавления зеркальной помехи

$$\sigma_M = |K_{0дБ} - K_{3дБ}| = |62,82дБ - 43,92дБ| = 18,90дБ.$$

Определим погрешности расчета, используя результаты моделирования.

Погрешность расчета резонансной частоты:

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_M}{f_0} \right| = \left| \frac{10,7 - 10,666}{10,7} \right| = 3,18 \cdot 10^{-3}.$$

Здесь  $f_0, f_M$  - расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления:

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_M m_2}{K_0} \right| = \left| \frac{97,4 - 1383 \cdot 0,0613}{97,4} \right| = 0,13.$$

Погрешность расчета полосы пропускания

$$\delta \Pi = \left| \frac{f_0 d_{\text{эп}} - \Pi_M}{f_0 d_{\text{эп}}} \right| = \left| \frac{10,7 \cdot 0,02 - 0,213}{10,7 \cdot 0,02} \right| = 4,7 \cdot 10^{-3}.$$

Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta \sigma = |\sigma_0 - \sigma_M| = |19,95 \text{ дБ} - 18,90 \text{ дБ}| = 1,05 \text{ дБ}.$$

Погрешности расчета каскодного усилителя несколько выше по сравнению с предыдущим расчетом, что обусловлено использованием приближенного значения обратной проводимости транзистора ( $g_{12} \approx 0,2g_{22}$ ).

### Контрольные вопросы

1. Как режим транзистора по постоянному току влияет на параметры усилителя?
2. С какой целью устанавливают резистор в цепи эмиттера?
3. В каких случаях следует использовать пассивный метод повышения устойчивости усилителя, а в каких – активный?
4. Параметры каких резисторов следует изменить в схеме однотранзисторного усилителя, чтобы увеличить постоянный ток коллектора?
5. Каковы основные причины появления погрешностей расчета усилителя?

## **5. Использование системы Matlab при расчетах**

Так как расчет функциональных узлов приемного тракта является очень громоздким, то для уменьшения числа ошибок, возникаю-

щих при расчете, целесообразно использовать возможности системы Matlab. Общий порядок ее использования следующий. Сначала создается сценарий для ввода исходных данных расчета. Здесь целесообразно использовать те числовые примеры расчета, которые приведены в соответствующих разделах данного пособия.

После создания сценария ввода данных создается сценарий для вычисления по формулам. Для проверки правильности сценария используются результаты вычислений числовых примеров. После создания обоих сценариев переходят к расчету, согласно выданному заданию на проектирование. Сначала редактируется в обычном текстовом редакторе сценарий исходных данных для расчета, а затем после его запуска проводится запуск сценария формул.

### Основные сведения о пользовательском интерфейсе системы MATLAB (на примере версии MATLAB 7.4.0)

После запуска системы MATLAB на экране компьютера появляется окно программы, которое по умолчанию разбито на три части.

Ввод данных отображается в командной части окна (**Command Window** - окно команд). В левой нижней части окна (**Command History**) отображается история введенных команд. В левой верхней части отображается либо рабочее пространство (**Workspace**) - те переменные, которые используются в данной сессии работы с системой и хранятся в памяти компьютера, либо содержание текущей (**Current Directory**) - рабочей директории.

Текущая директория системы MATLAB, указывается в верхней части окна программы (Рис. 5.1).

Следует сразу же установить нужную рабочую директорию, в которой будут храниться все файлы, создаваемые в дальнейшем.

Имена переменных должны начинаться с буквы, причем в системе MATLAB учитывается регистр символов. В переменной **ans** хранится результат последних вычислений, если для него не указана переменная.

Знак = соответствует операции присваивания переменной некоторого значения. Нажатие клавиши **Enter** запускает процесс вычислений, например,

**a = (3 + 5)\*2 - 37**

**a = -21**

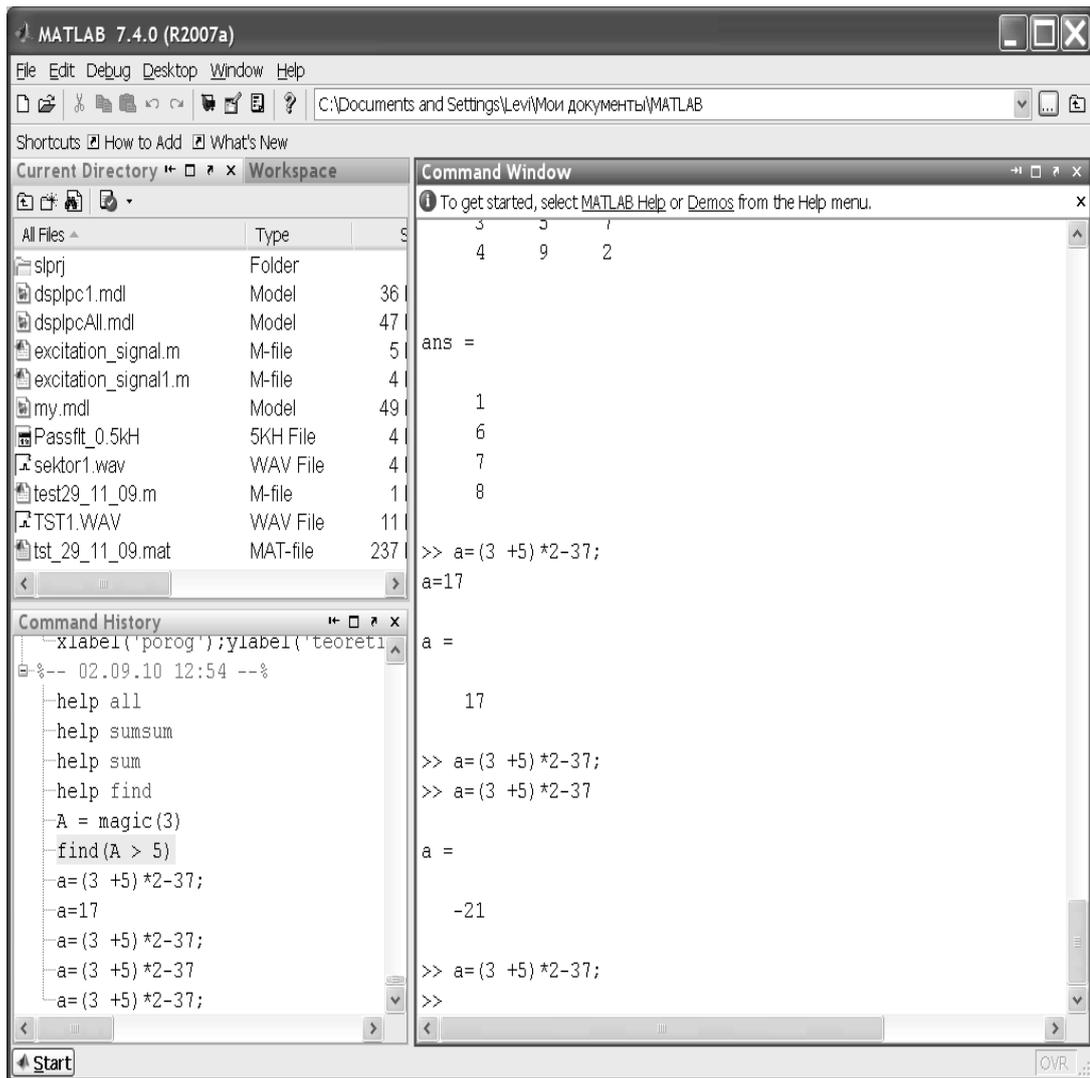


Рис. 5.1. Окно программы MATLAB

Клавиши "Стрелка вверх" и "Стрелка вниз", позволяют вернуть в строку ввода ранее введенные с клавиатуры команды (**Command History**) и другую входную информацию. Вся видимая информация в командной части окна системы MATLAB располагается в двух зонах: зоне просмотра и зоне редактирования.

Зона редактирования обычно занимает одну (последнюю) строку командного окна - строка ввода, в которой находится знак приглашения `>>`. При необходимости строку редактирования можно распространить на несколько физических строк командного окна. Для продолжения ввода с показом вводимой информации на следующих физи-

ческих строках требуется нажать **Enter** только после трех или более точек, например

```
A=5+4+...  
+7+8
```

Командой **clc** можно стереть видимое содержимое командного окна системы MATLAB, однако это не затронет содержимого рабочего пространства. Переменные стираются из памяти компьютера командой:

**clear имя1 имя2 ...**, удаляющей из рабочего пространства переменные с соответствующими именами. Чтобы удалить все переменные, следует использовать команду **clear**.

Если дважды щелкнуть левой клавишей мыши на строке, расположенной либо в окне истории команд, либо в окне рабочего пространства, то соответствующая команда или переменная появится в командном окне. Для просмотра значения любой переменной из текущего рабочего пространства достаточно набрать ее имя и нажать клавишу **Enter**.

После закрытия сеанса работы все ранее вычисленные переменные теряются. Чтобы сохранить в файле на диске компьютера содержимое рабочего пространства системы MATLAB, нужно выполнить команду меню

**File | Save Workspace As...**, после чего появляется стандартное диалоговое окно операционной системы Windows для выбора каталога на диске и имени файла. Расширение имени файла должно быть **mat**. В последующих сеансах работы для загрузки в память компьютера ранее сохраненного на диске "рабочего пространства" нужно выполнить команду меню: **File | Load Workspace...**, либо набрать команду: **load имя\_MAT-файла**.

Если имя MAT-файла не содержит полного пути к нему, то файл должен находиться в текущем каталоге системы MATLAB, который указывается в верхней части окна программы.

Чтобы сохранить историю команд для использования в последующих сеансах работы, следует сначала удалить все неправильно введенные команды в окне истории команд, затем выделить нужный фрагмент истории команд и с помощью контекстного меню сохранить выделенные строки в текстовом файле с расширением **m** (файл сценария). Для повторения сеанса работы следует либо скопировать строки

файла в окно команд и нажать клавишу **Enter**, либо ввести имя файла сценария (без указания расширения) в окно команд и нажать клавишу **Enter** (файл должен находиться в текущей директории).

По любой команде и функции системы MATLAB можно получить быструю справку, выполнив команду: **help имя\_команды (функции)**.

Система MATLAB осуществляет вычисления, как с вещественными, так и с комплексными числами. Числа задаются в системе MATLAB мантиссой и показателем степени и записываются в одном из перечисленных вариантов:

**5.2e-2; 3.44e+4; 5.7; 45;  
5+8i; 7.9+0.5e3\*i; 4+3j**

Здесь буквой **e** обозначается основание степени, равное 10.

Для записи мнимой единицы зарезервированы (на выбор) буквы **i** или **j**. Если коэффициентом при мнимой единице является не число, а переменная, то следует использовать знак умножения: **x + i \* y**. Под мантиссу и показатель степени отводится 8 байт памяти. Для записи комплексного числа требуется в два раза больше памяти по сравнению с вещественным числом.

Над числами и переменными производятся арифметические операции сложения, вычитания, умножения и деления, для которых в системе MATLAB используются знаки: **+**, **-**, **\*** и **/**. Кроме того, есть еще операция возведения в степень, обозначаемая знаком **^**.

**9 ^ ( 0.5 )  
ans=3**

Приоритет в выполнении арифметических операций обычный: сначала - возведение в степень, затем - умножение и деление, и потом - сложение и вычитание. Операции одинакового приоритета выполняются в порядке слева направо, но круглые скобки могут изменить этот порядок.

После введения с клавиатуры некоторого выражения обычно ставится точка с запятой. При этом результат вычислений не появляется в окне команд после выполнения вычислений – оно не «загрязняется» ненужной информацией. Особенно это важно при работе с большими матрицами. Точка с запятой используется также для разделения различных выражений, расположенных в одной строке редактирования.

**A=5+8; B=6-3;**

В системе MATLAB присутствуют все основные элементарные функции для вычислений с вещественными числами: степенные, показательные, тригонометрические и обратные к ним. Любая функция характеризуется своим именем, списком входных аргументов (перечисляются через запятую и стоят внутри круглых скобок, следующих за именем функции) и вычисляемым (возвращаемым) значением.

**x=0.25\*pi**

**R=sin(x); d=tan(x);**

Здесь **pi** – число пи. Перечень некоторых наиболее часто используемых функций указан в следующей таблице (Табл.1.1).

Табл.1.1

<b>Функция</b>	<b>Описание функции</b>
<b>sqrt(x)</b>	функция извлечения квадратного корня
<b>exp(x)</b>	возведение в степень числа <b>e</b>
<b>log10(x)</b>	логарифм по основанию 10
<b>log2(x)</b>	логарифм по основанию 2
<b>round(x)</b>	округление до ближайшего целого
<b>floor(x)</b>	округление до меньшего целого
<b>ceil(x)</b>	округление до большего целого
<b>cos(x)</b>	косинус

Примеры: **B=round(5.7); B1=floor(5.7); B2=ceil(5.2)**

### Создание файла сценария

Окно истории команд содержит перечень всех команд, которые вводились в данной сессии работы с системой. Необходимо постоянно удалять из истории неправильные команды. Перечень оставшихся команд является сценарием, повторение которого приведет к восстановлению тех переменных, которые этими командами создаются.

Для сохранения сценария в файле необходимо выделить соответствующий перечень команд в окне истории команд и правой кнопкой мыши вызвать контекстное меню. Выбираем пункт меню, связанный с созданием сценария (скрипта, М-файла). Появляется окно редактора команд. Редактируем сценарий и вводим поясняющие строки комментариев, используя знак «%». Далее обычным способом сохра-

нием содержимое окна редактора в файле с расширением «**m**». Для запуска сценария набираем в окне команд имя файла сценария (без указания расширения «**m**») и нажимаем клавишу «Enter».

Рассмотрим числовой пример расчета одноконтурной входной цепи, схема которой изображена на рисунке 3.1. Сначала вводим в сценарий исходные данные для расчета.

#### Сценарий ввода исходных данных для расчета

W=50;% Волновое сопротивление фидера  
f0=100e6;% Максимальная частота сигнала  
d=0.013;% Эквивалентное затухание контура  
fpch=10.7e6;% Промежуточная частота  
Rn=690;% Сопротивление нагрузки  
Cn=10e-12;%Емкость нагрузки  
d0=0.006;%Собственное затухание контура  
Cp=5e-12;% Емкость подстроечного конденсатора  
Cl=0.5e-12;%Паразитная емкость катушки индуктивности  
Cmin=4e-12;% Минимальная емкость конденсатора контура  
Cm=5e-12;% Паразитная емкость монтажа

Затем составляется сценарий расчета по формулам, которые приведены в примере расчета.

#### Сценарий расчета схемы по формулам

w0=2\*pi\*f0;% Угловая частота сигнала  
D=d/d0;% Допустимая степень увеличения затухания контура  
% Эквивалентная емкость контура без округления  
Cek1=(Cp+Cl+Cmin)/(1-0.5\*(Cn+Cm)\*(D-2)\*d0\*w0\*Rn);  
% Эквивалентная емкость контура после округления  
Cek=(ceil((Cek1\*1e+12)+2))\*1e-12;  
Qek=1/d;%Эквивалентная добротность контура  
Lk=1/(w0^2\*Cek);%Индуктивность контура  
Gk=d0\*w0\*Cek;%Собственная проводимость контура  
%коэффициент включения источника сигнала в контур  
m1=sqrt(0.5\*D\*Gk\*W);

```

%коэффициент включения нагрузки в контур
m2=sqrt(0.5*(D-2)*Gk*Rn);
Lsvopt=W/w0;%Индуктивность катушки связи
Ksvmin=sqrt(d);%Коэффициент трансформаторной связи
K0c=0.5*sqrt((1-2/D)*(Rn/W));%Коэффициент передачи ВЦ
fp=f0-2*fpch;%Частота зеркальной помехи
Ksi=Qek*(fp/f0-f0/fp);%Обобщенная расстройка контура
Rk=1/Gk;%Сопrotивление потерь контура
Rn1= Rn / m2^2;% Эквивалентное сопротивление нагрузки
b=10*log10(1+Ksi^2);%Степень подавления зеркальной помехи

```

Созданные сценарии сохраняются в одном или двух файлах. Сначала запускается сценарий ввода данных, а затем - сценарий расчета. Результаты работы программы сверяются с результатами расчета в числовом примере. Если имеет место полное совпадение, то можно сделать вывод о правильности составленных сценариев. Ими можно пользоваться для расчета с другими исходными данными.

### Контрольные вопросы

1. В каком каталоге (папке) должен находиться файл сценария для последующего его запуска?
2. Как создать файл сценария?
3. Какая информация отражается в окне программы?
4. Каково назначение знака «точка с запятой - ;»?
5. Какими средствами следует воспользоваться, чтобы отредактировать сценарий?

### **Заключение**

В пособии рассмотрен порядок разработки принципиальных схем радиовещательных и связных приемников, предназначенных для приема сигналов с амплитудной и частотной модуляцией. Рассмотренные примеры расчета преселекторов показывают, что схемотехническое моделирование позволяет оценить не только точность проведенного электрического расчета принципиальной схемы, но и в случае больших погрешностей скорректировать результаты расчета.

Особенно большие погрешности сопутствуют расчету усилителей по постоянному току, что обусловлено большим разбросом значений параметров полупроводниковых приборов. В данном случае проверка расчета путем схемотехнического моделирования является обязательной. Следует учесть, что правильная коррекция результатов расчета возможна лишь при ясном понимании того, как работает схема.

Использование системы Matlab при проведении расчетов электрических схем позволяет не только сократить затраты времени на проведение расчетов, уменьшить число ошибок расчета, но и использовать сложные расчетные формулы, что повышает точность разработки принципиальных схем, а следовательно, снижает в целом затраты времени на проектирование приемника.

Таким образом, чтобы обеспечить высокое качество разработки схемы приемника, специалист должен не только иметь прочные теоретические знания, но и уверенно владеть современными программными средствами разработки.

### **Рекомендательный библиографический список**

1. Проектирование радиоприемных устройств. Под ред. А.П.Сиверса. Учебное пособие для вузов.- М.: Сов. Радио, 1976.- 488с.
2. Радиоприемные устройства. Учебник. Под ред. А.Г. Зюко. М., Связь, 1975. - 400 с.
3. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. М., Энергия, 1969. – 424 с.
4. Загиддулин Р.Ш. Multisim, LabView и Signal Express. Практика автоматизированного проектирования электронных устройств.– М.: Горячая линия – Телеком, ISBN 978-5-9912-0022-6. 2009.- 2009.- 366с.
5. Исследование алгоритмов обработки сигналов в системе Matlab: Метод. указания к лабораторным работам/ Владим.гос.ун-т: Сост: Е.К.Левин. Владимир 2011. 78 с.
6. Приемники на MC3362 от 70МГц до 150МГц  
<http://vrtp.ru/index.php?CODE=article&act=categories&article=115>

## Приложения

### Приложение 1. Параметры пьезокерамических фильтров

#### Фильтры ООО "Аврора"

Обозначение	Центральная частота кГц	Полоса пропускания по уровню 6дБ, кГц		Полоса пропускания		Затухание дБ, не менее, в полосе задерживания ( $\pm 300$ кГц)	Вносимое затухание, дБ, не более
		не менее	не более	по уровню, дБ	Ширина кГц, не более		
ФП1П1-60,02	465 $\pm$ 2	8	11	40	18	40	6
ФП1П1-60,03	465 $\pm$ 2	12	14	30	18	30	6
ФП1П1-60,04	450 $\pm$ 1,5	8	11,5	36	18	36	6
ФП1П1-60,05	450 $\pm$ 1,5	8	12	40	18	40	6
ФП1П1-60,11	455 $\pm$ 1,5	6	-	50	18	60	6

Обозначение	Центральная частота МГц	Полоса пропускания по уровню		Вносимое затухание, дБ, не более	Гарантированное затухание в полосе 8-12 МГц, дБ, не менее
		6 дБ, кГц	20 дБ, кГц, не более		
ФП1П6-1.1 10,7	10,7 $\pm$ 0,1	170-240	500	11	32
ФП1П6-1.2 10,7	10,7 $\pm$ 0,1	220-310	550	8	34
ФП1П6-1,5 10,7	10,7 $\pm$ 0,03	150-220	500	11	34
ФП1П6-1,6 10,7	10,7 $\pm$ 0,03	190-280	550	9	36

#### Фильтры CF фирмы Murata

Тип фильтра	Центральная частота (кГц)	Минимальное значение полосы пропускания по уровню 6дБ (кГц).	Максимальное значение полосы пропускания по уровню 80дБ (кГц)	Минимальное значение подавления на частоте 455 $\pm$ 100 кГц (дБ)	Минимальное значение подавления в диапазоне 0,1-1 МГц (дБ)	Максимальное затухание сигнала в полосе пропускания (дБ)
CFS455D	455	$\pm$ 10	$\pm$ 20	70	50	4
CFS455E	455	$\pm$ 8	$\pm$ 15	70	50	6
CFS455E10	455	$\pm$ 7.5	$\pm$ 12.5	70	50	6
CFS455F	455	$\pm$ 6	$\pm$ 12	70	50	6
CFS455G	455	$\pm$ 4	$\pm$ 9	70	50	6

Тип фильтра	Центральная частота (кГц)	Минимальное значение полосы пропускания по уровню 6дБ (кГц)..	Максимальное значение полосы пропускания по уровню 70дБ (кГц)	Минимальное значение подавления на частоте 455±100 кГц (дБ).	Минимальное значение подавления в диапазоне 0,1-1 МГц (дБ).	Максимальное затухание сигнала в полосе пропускания (дБ)
CFR455E	455	± 8	±16	55	40	6
CFR455F	455	± 6	±12	55	40	6
CFR455G	455	± 4	±10	55	40	6
CFR455H	455	± 3	±7.5	55	40	7

Тип фильтра	Центральная частота (кГц)	Минимальное значение полосы пропускания по уровню 6дБ (кГц)..	Максимальное значение полосы пропускания по уровню 60дБ (кГц)	Минимальное значение подавления на частоте 455±100 (кГц)	Минимальное значение подавления в диапазоне 0,1-1 МГц (дБ).	Максимальное затухание сигнала в полосе пропускания (дБ)
CFM455E	456	±8	±16	45	30	5
CFM455F	455	±6	±12	46	30	6
CFM455G	455	±4	±10	45	30	6
CFM455H	455	±3	± 7.5	45	30	6

Characteristics Part Number	Nominal Center Frequency (kHz)	3dB Bandwidth (kHz) min.	6dB Bandwidth (kHz) min.	Ripple (dB) max.	70dB Bandwidth (kHz) max.	Attenuation 455±100kHz (dB) min.	Spurious 0.1–1MHz (dB) min.	Insertion Loss (dB) max.	Input/Output Impedance (Ω)
CFK455B	455	±10	±15	3	±25	80	50	4	1000
CFK455C	455	± 9	±13	3	±23	80	50	4	1000
CFK455D	455	± 7	±10	3	±20	80	50	4	1500
CFK455E	455	± 5.5	± 8	3	±16	80	50	6	1500
CFK455E10	455	± 5.0	± 7.5	3	±12.5	80	50	6	1500
CFK455F	455	± 4.2	± 6	3	±12	80	50	6	2000
CFK455G	455	—	± 4	3	±10	80	50	6	2000
CFK455H	455	—	± 3	3	± 7.5	80	50	7	2000
CFK455I	455	—	± 2	3	± 5	70	50	8	2000
CFK455J	455	—	± 1.5	3	± 4.5	70	50	8	2000

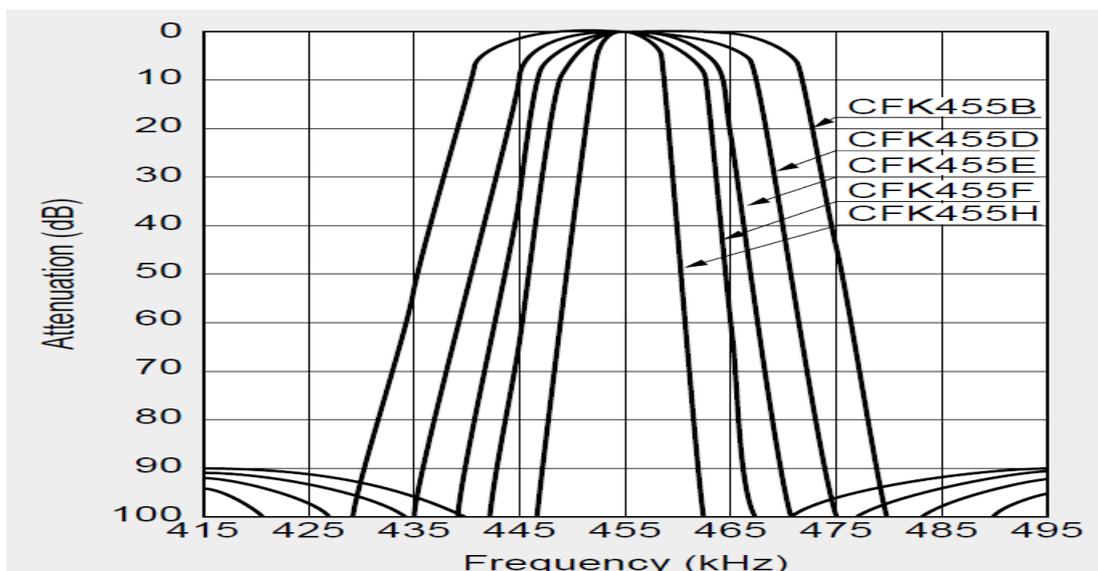


Рис.П1-1. АЧХ фильтров CFK

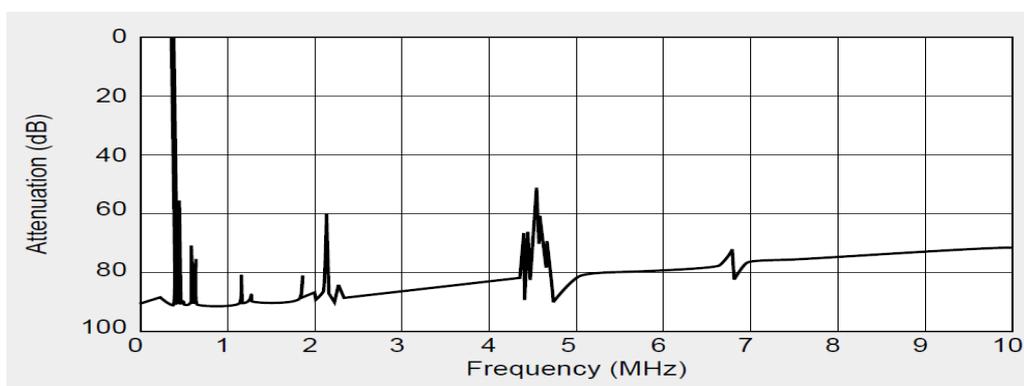


Рис.П1-2. АЧХ фильтров CFS455E

#### Фильтры SFELA

Тип фильтра	Центральная частота (кГц)	Полоса пропускания по уровню 3дБ (кГц)	Подавление 20 дБ в полосе (кГц)	Максимальное затухание сигнала в полосе пропускания (дБ)	Минимальное значение подавления в широком частотном диапазоне (дБ).
SFELA10M7KAB0-B0	10700 ±30	меньше 110 ±30	350 макс	7.0 ±2.0	45
SFELA10M7JAB0-B0	10700 ±30	меньше 150 ±40	380 макс	5.5 ±2.0	45
SFELA10M7HAB0-B0	10700 ±30	меньше 180 ±40	520 макс	5.0 ±2.0	45
SFELA10M7GAB0-B0	10700 ±30	меньше 230 ±50	570 макс	3.0 ±2.0	45
SFELA10M7FAB0-B0	10700 ±30	меньше 280 ±50	650 макс	3.0 ±2.0	45

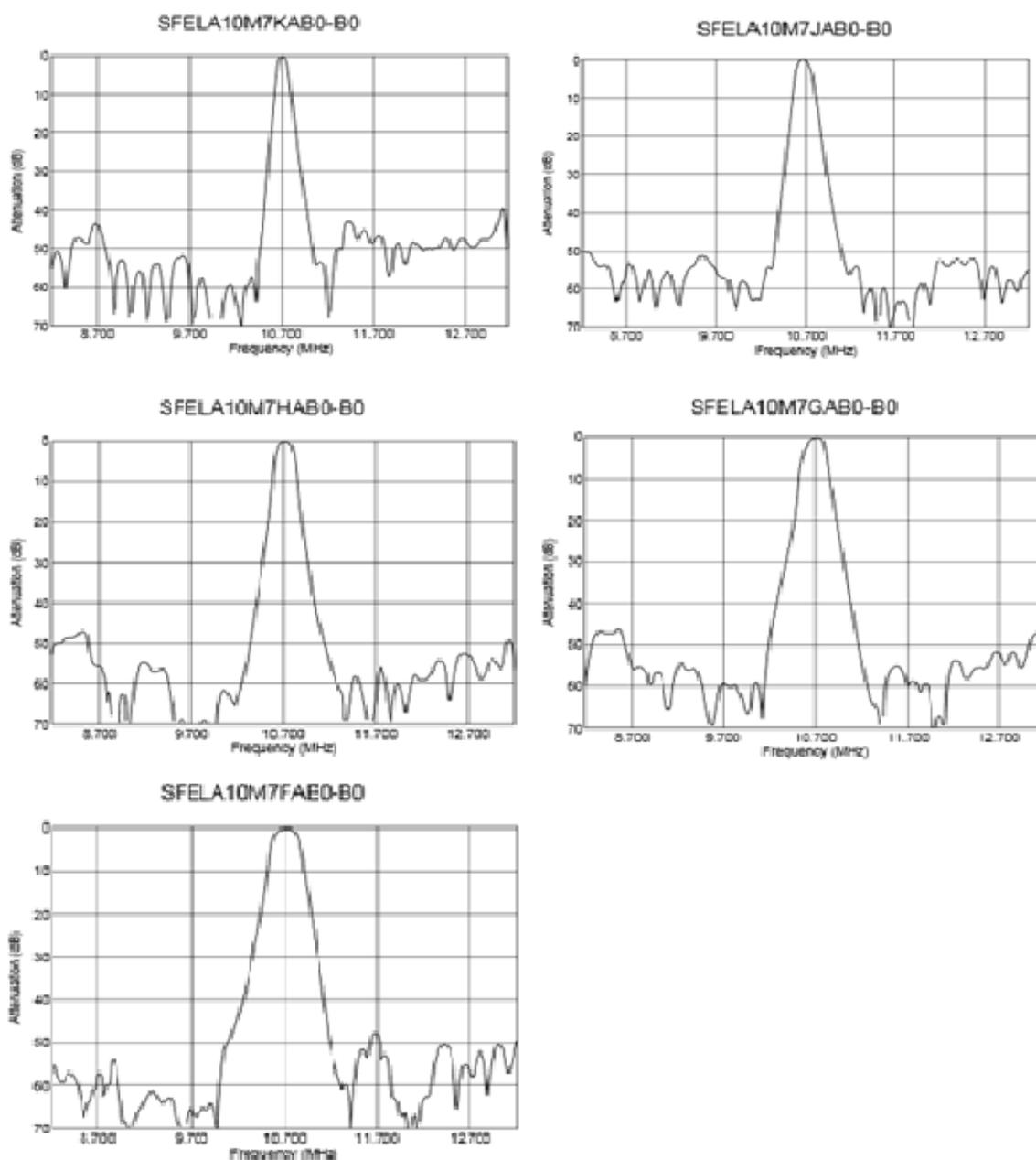


Рис.П1-3. АЧХ фильтров SFELA

## Приложение 2. Данные по микросхемам приемников

В данном разделе приведены основные данные по микросхемам, которые можно использовать при курсовом проектировании. Вся дополнительная необходимая для проектирования информация может быть получена с сайтов фирм-разработчиков, или с помощью системы поиска в Интернете (ключевыми словами являются обозначения типов микросхем).

*МС13030 – приемник АМ-сигналов с двойным преобразованием частоты*

Микросхема МС13030 фирмы Motorola разработана для применения в автомобильных и Си Би - радиоприемниках. Микросхема включает в себя два смесителя, два гетеродина, систему АРУ и детектор. Частотный диапазон первого преобразователя частоты по входу составляет 100 кГц...50 МГц.

Основные электрические характеристики: напряжение питания (7,5 – 9) В, отношение сигнал-шум на выходе приемника 52 дБ при напряжении 1мВ на входе приемника, напряжение на выходе приемника 200мВ.

На рис. П2-1 и П2-2 приведены функциональная схема микросхемы и схема включения в состав связного Си Би (СВ) -приемника

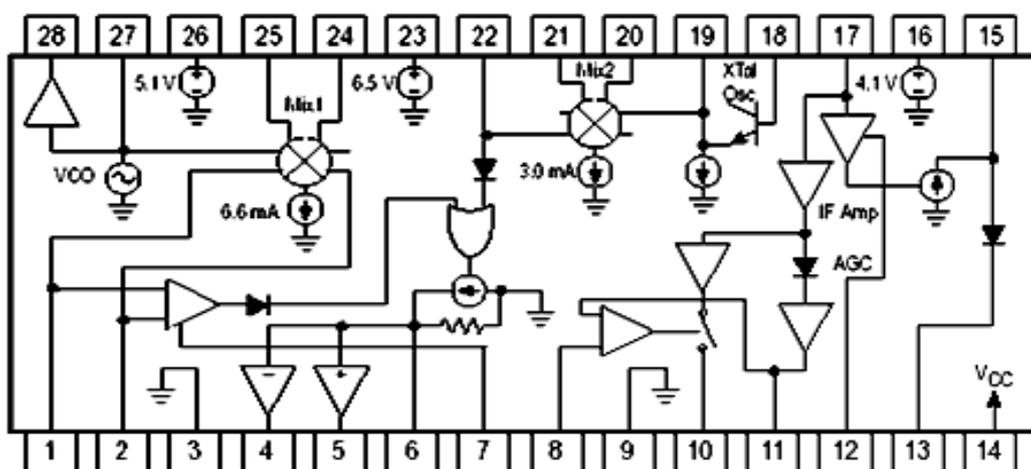
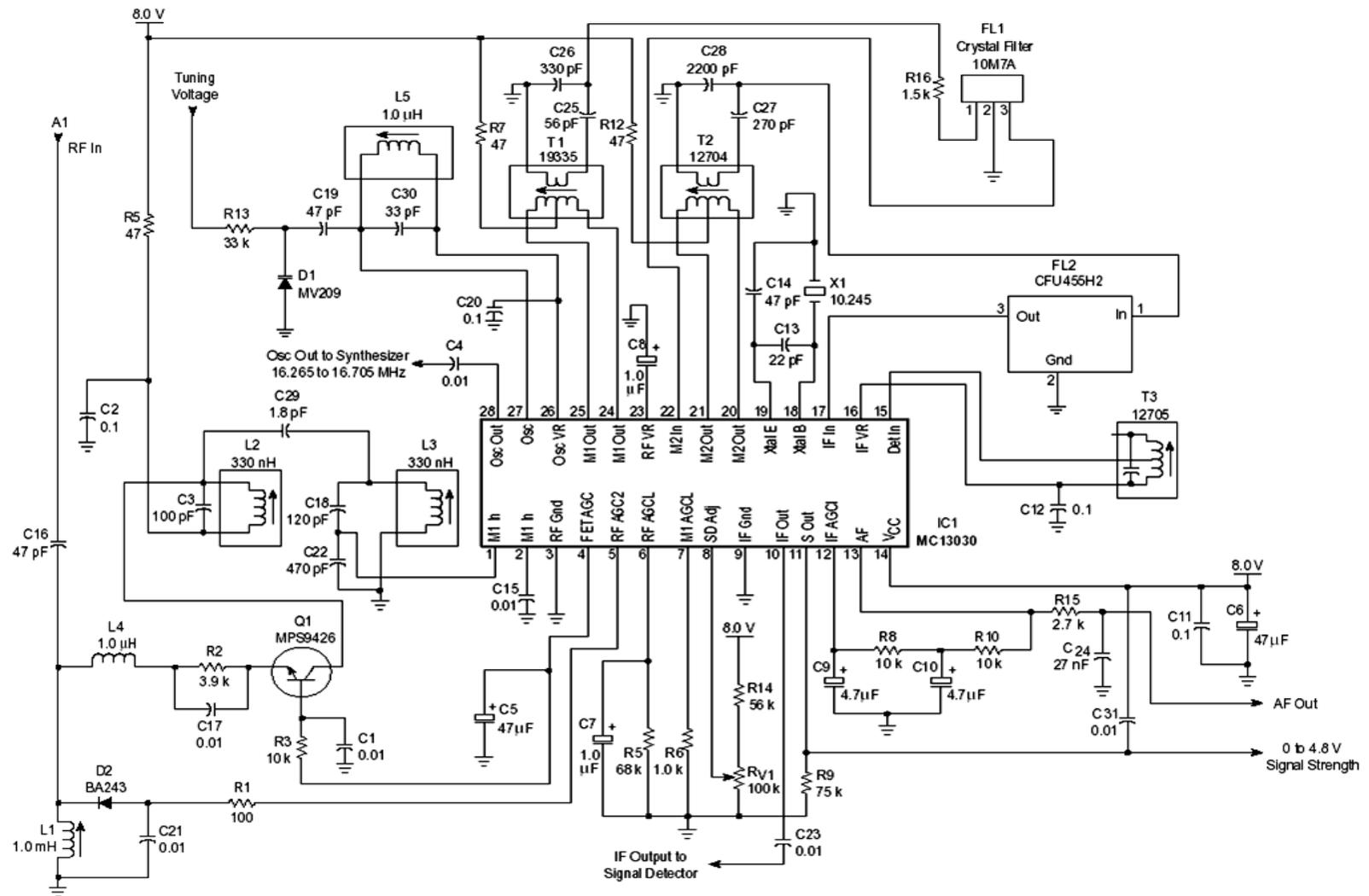


Рис. П2-1. Функциональная схема микросхемы



П2-2. Типовая схема включения микросхемы с учетом использования синтезатора частоты в качестве гетеродина

МС3363 – узкополосный приемник ЧМ-сигналов с двойным преобразованием частоты

Микросхема фирмы Motorola представляет собой приемник с двойным преобразованием частоты. Диапазон входных сигналов составляет 200 МГц при использовании внутреннего гетеродина и 450 МГц при использовании внешнего гетеродина.

Основные электрические характеристики микросхемы: чувствительность 0,3мкВ при отношении сигнал-шум на выходе приемника 12дБ, напряжение на выходе приемника 200мВ.

На рис. П2-3 и П2-4 приведены функциональная схема микросхемы и схема включения в состав связного Си Би (СВ) -приемника с синтезатором частоты.

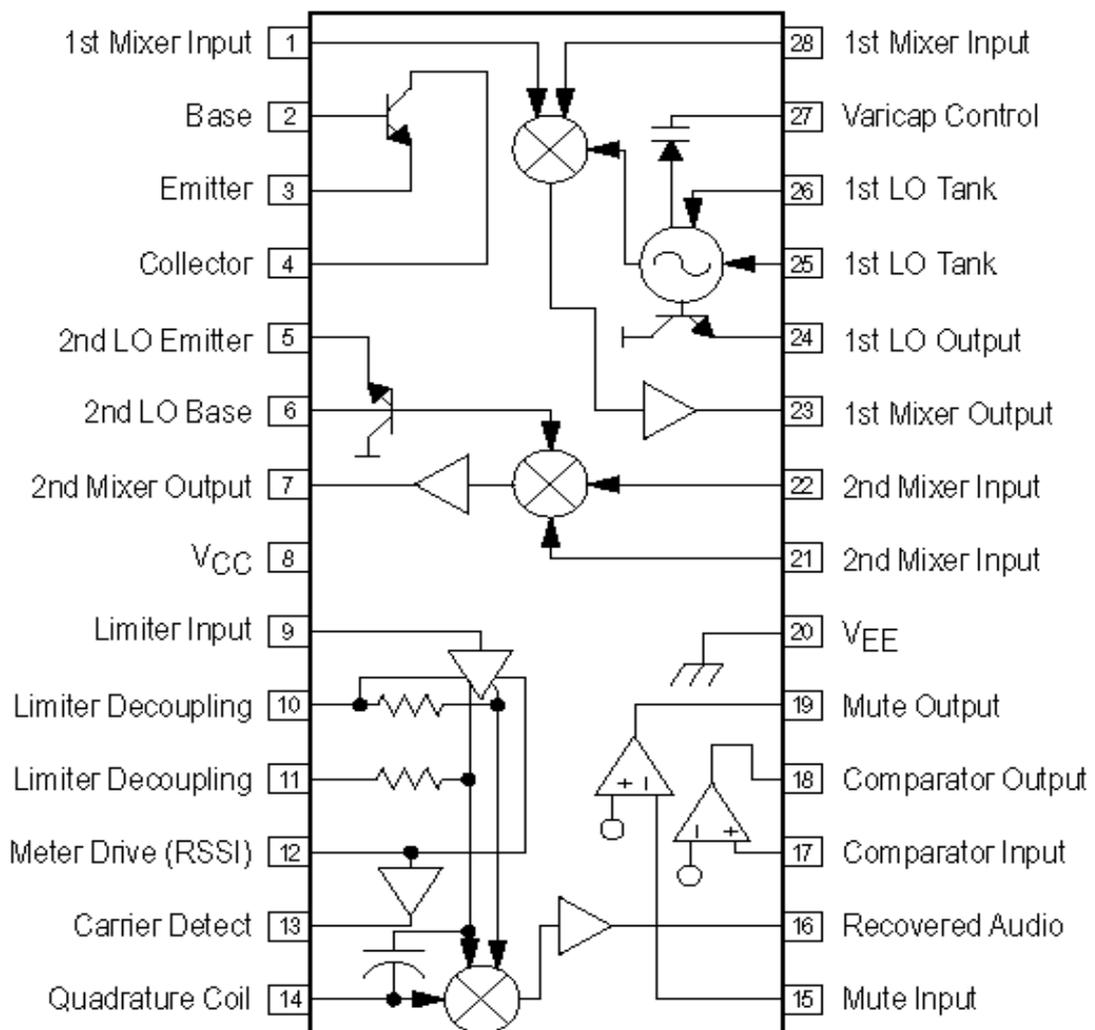
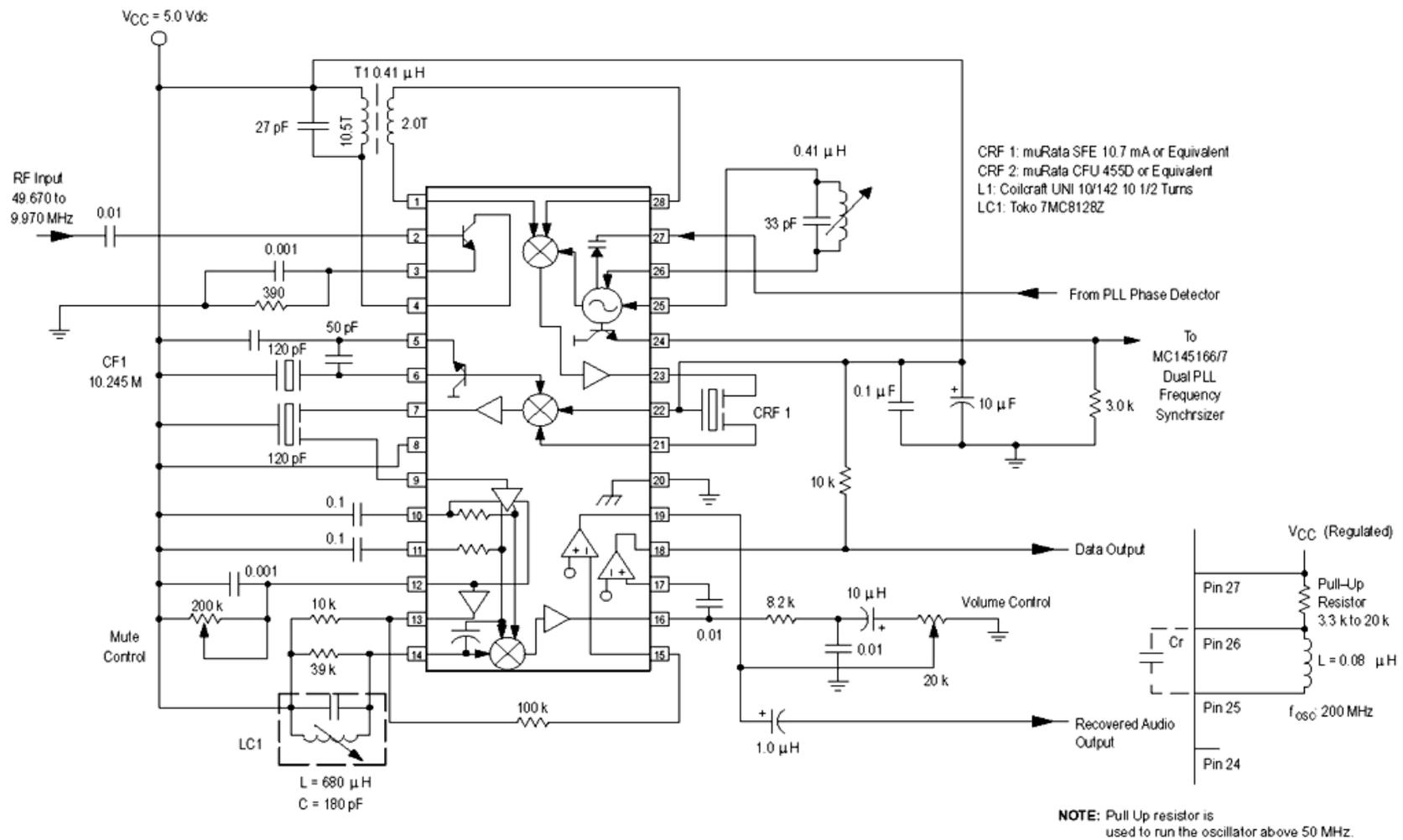


Рис. П2-3



П2-4. Типовая схема включения микросхемы с учетом использования синтезатора частоты в качестве гетеродина

## Микросхема TEA5711 AM/ЧМ стерео радиоприемника

Микросхема производства фирмы Philips Semiconductors предназначена для построения портативных AM/ЧМ стерео радиовещательных приемников. Она включает в себя линейные тракты приемников AM- и ЧМ-сигналов, демодуляторы и стереодекодер (для комплексного стереосигнала с пилот- сигналом).

Основные параметры микросхемы: напряжение питания (2,1–12)В, чувствительность 2 мкВ для ЧМ и 55 мкВ для AM при отношении сигнал-шум на выходе приемника 26дБ. На рис. П2-5 и П2-6 приведены функциональная схема микросхемы и схема ее включения в состав радиовещательного приемника.

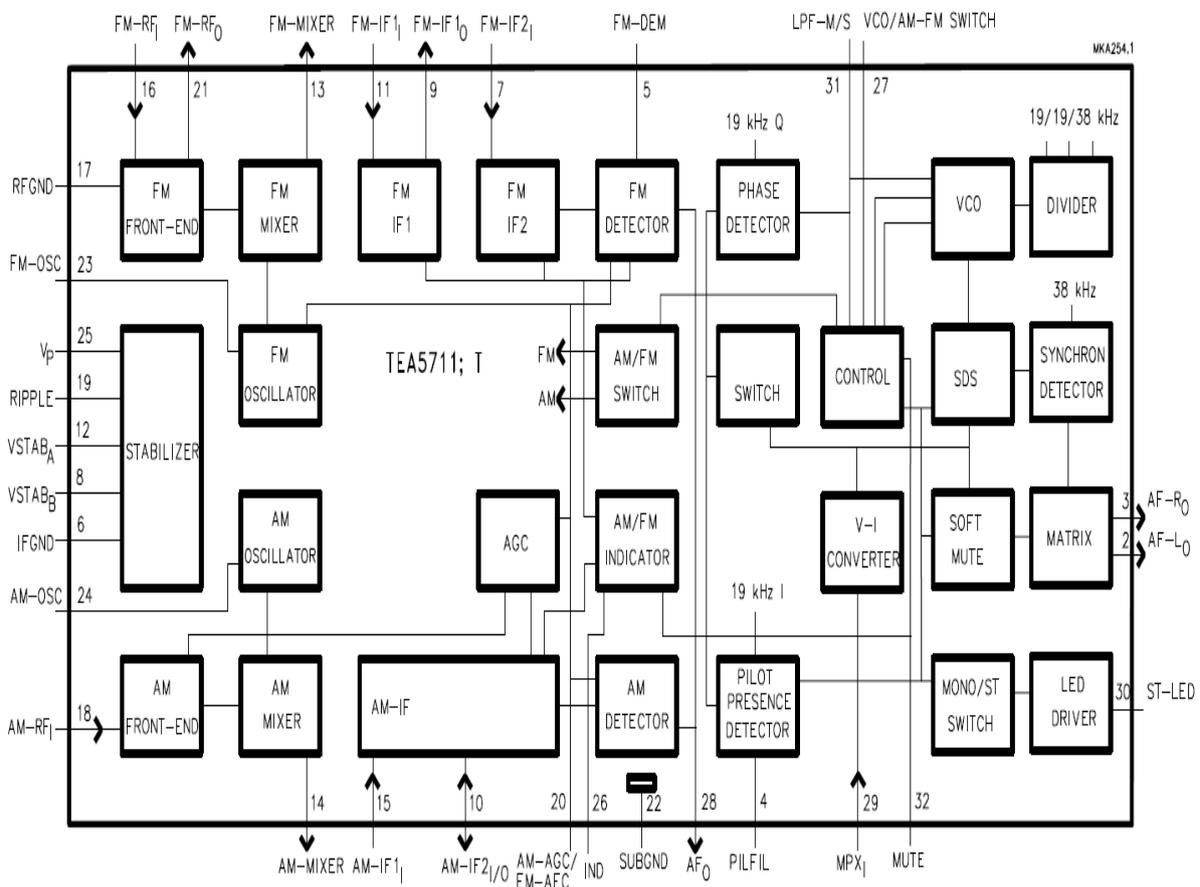


Рис. П2-5. Функциональная схема микросхемы

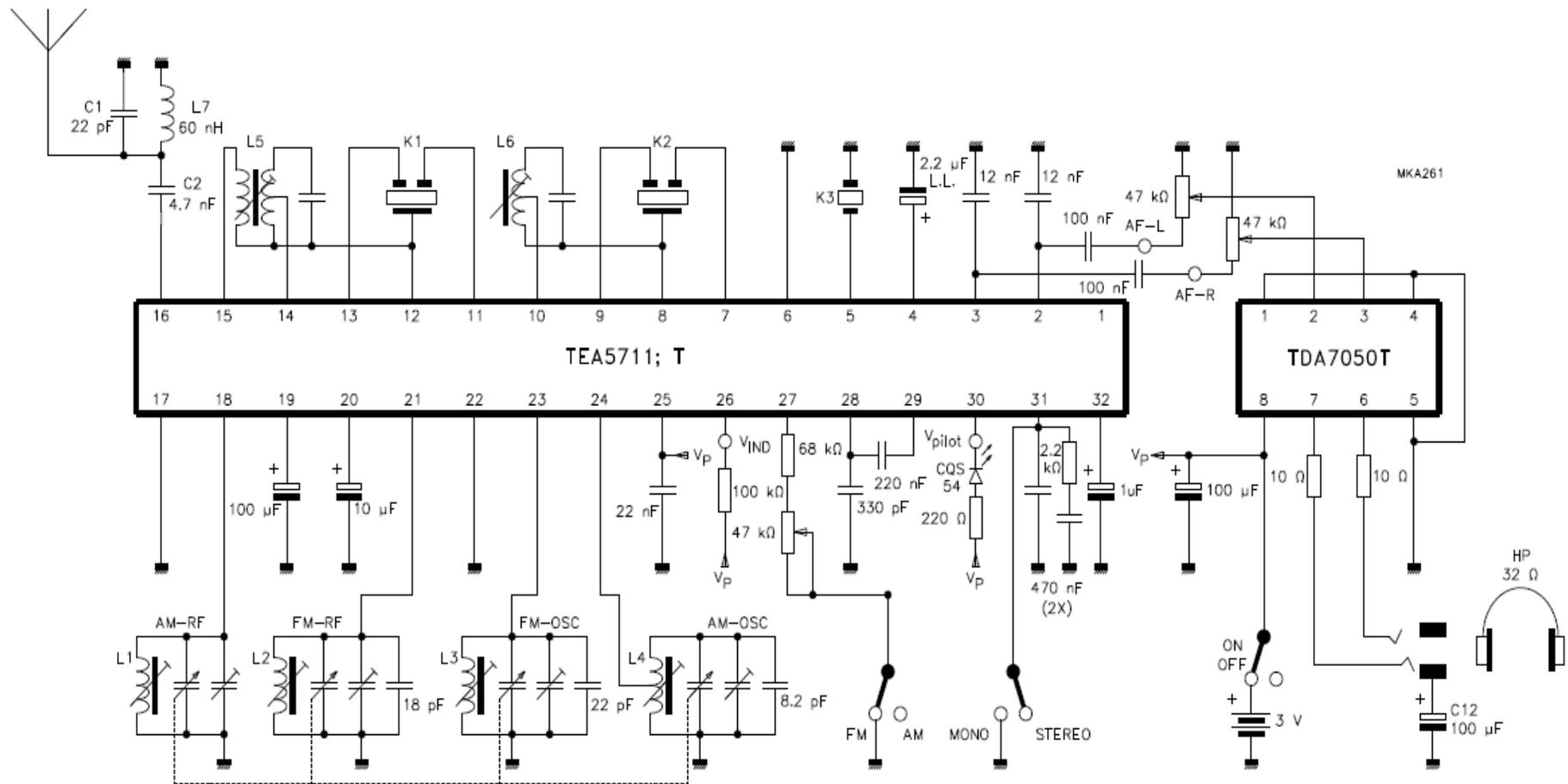


Рис. П2-6. Схема включения микросхемы в состав приемника

На Рис.П2-6 указана дополнительно микросхема TDA7050T, которая является усилителем низкой частоты.

### Приложение 3. Минимальные значения емкостей, индуктивности и собственного затухания колебательного контура

Диапазон частот, МГц	Емкости, пФ				Индуктивность $L_{\min}$ , мкГн	Минимально допустимое собственное затухание колеб. контура, $d_{0\min}$
	$C_{\Pi}$	$C_L$	$C_{\min}$	$C_M$		
0,150...0,408	15...25	10...25	10...12	10...20	5...10	0,01...0,02
0,525...1,605	15...20	5...15	10...12	10...20	3...5	0,01...0,02
3,95...12,1	10...15	2...3	7...9	8...15	0,2...0,3	0,008...0,015
65...110	5...10	0,5...1	4...6	5...10	0,05...0,2	0,006...0,01

### Приложение 4. Определение Y-параметров транзистора.

При расчете УРЧ используются малосигнальные Y-параметры (проводимости) транзистора, который рассматривается как линейный четырехполюсник. В справочных данных могут быть представлены зависимости Y-параметров от частоты и тока коллектора. Но чаще всего данные зависимости представлены не полно, и приходится проводить расчет тех параметров, которые в справочных данных отсутствуют. Рассмотрим сначала ситуацию, когда Y-параметры представлены достаточно полно.

В качестве примера воспользуемся данными справки о транзисторе 2SC2786, представленными ниже.

Если требуется определить проводимость для произвольного сочетания значений частоты и тока коллектора, то сначала по графикам определяется проводимость для заданной частоты при  $I_K=1\text{мА}$ , а затем осуществляется пересчет полученной проводимости согласно заданной величины тока коллектора по следующим формулам.

$$g_{ij}(I_K, f) = g_{ij}(I_K = 1\text{мА}, f) \frac{I_K}{1\text{мА}}$$

$$b_{ij}(I_K, f) = b_{ij}(I_K = 1\text{мА}, f) \frac{I_K}{1\text{мА}}$$

Здесь  $g_{ij}, b_{ij}$  - активная и реактивная составляющие комплексной проводимости  $y_{ij}$ . Рассмотрим числовой пример. Определим активную составляющую  $g_{21}(2\text{мА}, 30\text{МГц})$  прямой проводимости. По графикам определяем  $g_{21}(1\text{мА}, 30\text{МГц}) = 40 \cdot 10^{-3}\text{См}$ . Затем по формуле определяем  $g_{21}(2\text{мА}, 30\text{МГц})$ .

$$g_{21}(2\text{мА}, 30\text{МГц}) = g_{21}(1\text{мА}, 30\text{МГц}) \cdot \frac{2\text{мА}}{1\text{мА}} = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \\ = 80 \cdot 10^{-3}\text{См}.$$

Если величины обратной проводимости  $g_{12}, b_{12}$  не указаны на графиках, то приближенно их можно определить по формулам [1]:  $g_{12} \approx (0,15 \dots 0,2)g_{22}$ ;  $b_{12} \approx (0,2 \dots 0,3)b_{22}$ .

Рассмотрим ситуацию, когда в справочных данных транзистора отсутствуют сведения о проводимостях. В этом случае их можно приближенно определить, используя следующие формулы [1].

$$g_{11} = \frac{1 + h_{21э}\gamma_{гр}\gamma_s}{h_{21э}h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}; \quad b_{11} = \frac{h_{21э}\gamma_{гр} - \gamma_s}{h_{21э}h_{11б}(1 + \gamma_s^2)} \\ g_{12} = \frac{-\omega\tau_k(h_{21э}\gamma_{гр} - \gamma_s)}{h_{21э}h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}; \quad b_{12} = -\omega C_k + \frac{\omega\tau_k(1 + h_{21э}\gamma_{гр}\gamma_s)}{h_{21э}h_{11б}(1 + \gamma_s^2)} \\ g_{21} = \frac{h_{21э}}{(1 + h_{21э})h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}; \quad b_{21} = \frac{-h_{21э}\gamma_s}{(1 + h_{21э})h_{11б}(1 + \gamma_s^2)} \\ g_{22} = \frac{\omega\tau_k\gamma_s}{h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}; \quad b_{22} = \omega C_k + \frac{\omega\tau_k}{h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}$$

$h_{21э}$

– коэффициент усиления по постоянному току в схеме с общим эмитером

$$\gamma_{гр} = \frac{f}{f_{гр}}; \quad f_{гр} = h_{21э}f \text{ – граничная частота транзистора}; \quad \gamma_s = \frac{f}{f_{гр} \frac{r_э}{r_b}}$$

$$= 25,6 \cdot \frac{\alpha}{I_k}; \quad \alpha = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}$$

*При определении  $r_э$  ток коллектора указывается в мА.*

$$r_b = \tau_k \frac{\xi}{C_k}; \quad \tau_k \text{ – постоянная времени цепи обратной связи}; \quad C_k$$

– емкость коллектора

$\xi = 1$  для сплавных транзисторов;  $\xi = 2$  для сплавно – диффузионных;

$\xi = 3$  для мезатранзисторов.

Входное сопротивление транзисторов в схеме с общей базой

$$h_{11б} = r_э + \frac{r_b}{h_{21э}}$$

Значения:  $h_{21э}$ ,  $\tau_k$ ,  $C_k$ ,  $f_{гр}$  - в справочниках обычно указываются.

*Для полноценного использования усилительных свойств транзистора целесообразно выбирать транзистор так, чтобы выполнялось условие  $\gamma_s \leq 0,3$  [1].*

Числовой пример. Определим активную составляющую  $g_{21}(1\text{мА}, 30\text{МГц})$  прямой проводимости, пользуясь справочными данными транзистора. Сначала определим сопротивление эмиттерного перехода

$$r_э = 25,6 \cdot \frac{\alpha}{I_k} = 25,6 \cdot \frac{0,99}{1} = 25,3 \text{ Ом},$$

$$\text{где } \alpha = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}} = \frac{90}{1 + 90} = 0,99.$$

Определим сопротивление базы транзистора

$$r_b = \tau_k \frac{\xi}{C_k} = 15 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{2}{1 \cdot 10^{-12}} = 30 \text{ Ом}.$$

Определим входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой

$$h_{11б} = r_э + \frac{r_b}{h_{21э}} = 25,3 + \frac{30}{90} = 25,6$$

Проводим дальнейшие вычисления.

$$\gamma_s = \frac{f}{f_{гр} \frac{r_э}{r_b}} = \frac{30}{600 \cdot \frac{25,3}{30}} = 5,9 \cdot 10^{-2};$$

$$g_{21}(1\text{мА}, 30\text{МГц}) = \frac{h_{21э}}{(1 + h_{21э})h_{11б}(1 + \gamma_s^2)}$$

$$= \frac{90}{(1 + 90) \cdot 25,6 \cdot (1 + 5,9^2 \cdot 10^{-4})} = 3,85 \cdot 10^{-2}.$$

Полученное значение активной составляющей прямой проводимости соответствует величине  $g_{21}(1\text{мА}, 30\text{МГц}) \approx 4 \cdot 10^{-2}$ , определенной по графику.

Основные справочные данные транзистора 2SC2786.

Граничная частота транзистора  $f_{гр} = 600$  МГц:

Постоянная времени цепи обратной связи  $\tau_k = r_b C_k$   
 $= 15 \cdot 10^{-12}$  с.

Емкость "коллектор – база"  $C_{бк} = 1 \cdot 10^{-12}$  Ф.

Обратный ток перехода «коллектор-база» 0,1 мкА.

Коэффициент шума 3 дБ.

*Графики зависимостей проводимостей транзистора от частоты  $f$  при напряжении коллектор-эмиттер  $U_{ce}=6$ В и токе коллектора  $I_k=1$ мА.*

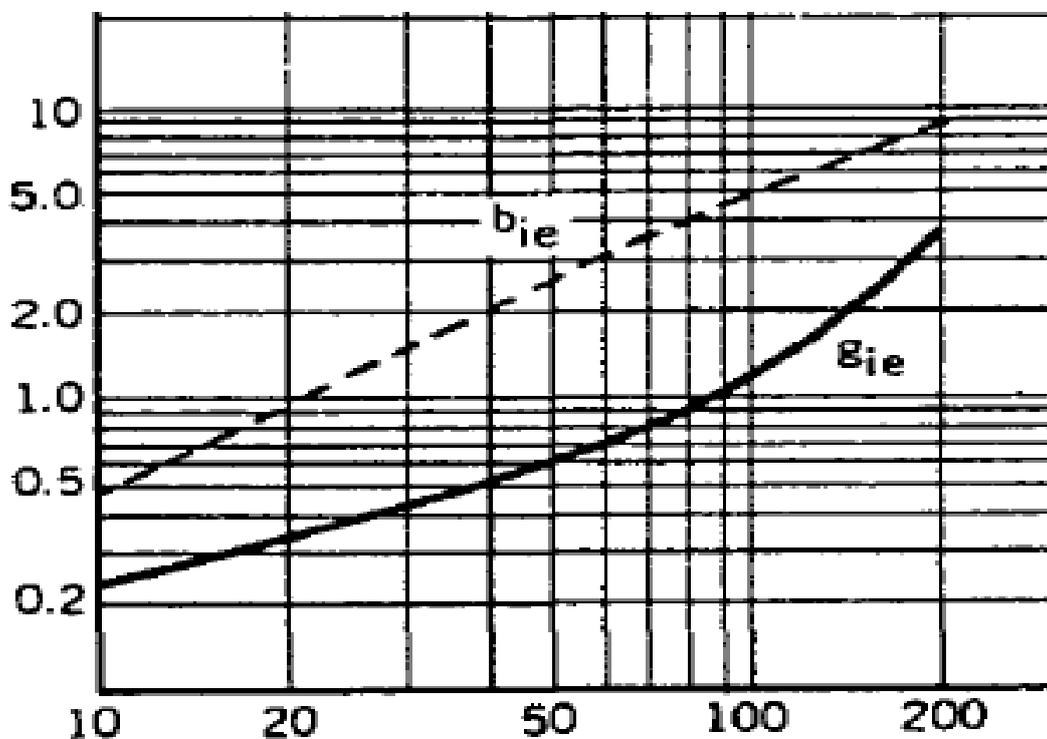


Рис. П4-1. Зависимость входной проводимости от частоты (МГц)

$g_{ie} = g_{11}$ ,  $b_{ie} = b_{11}$  - активная и реактивная составляющие входной проводимости (мСм)

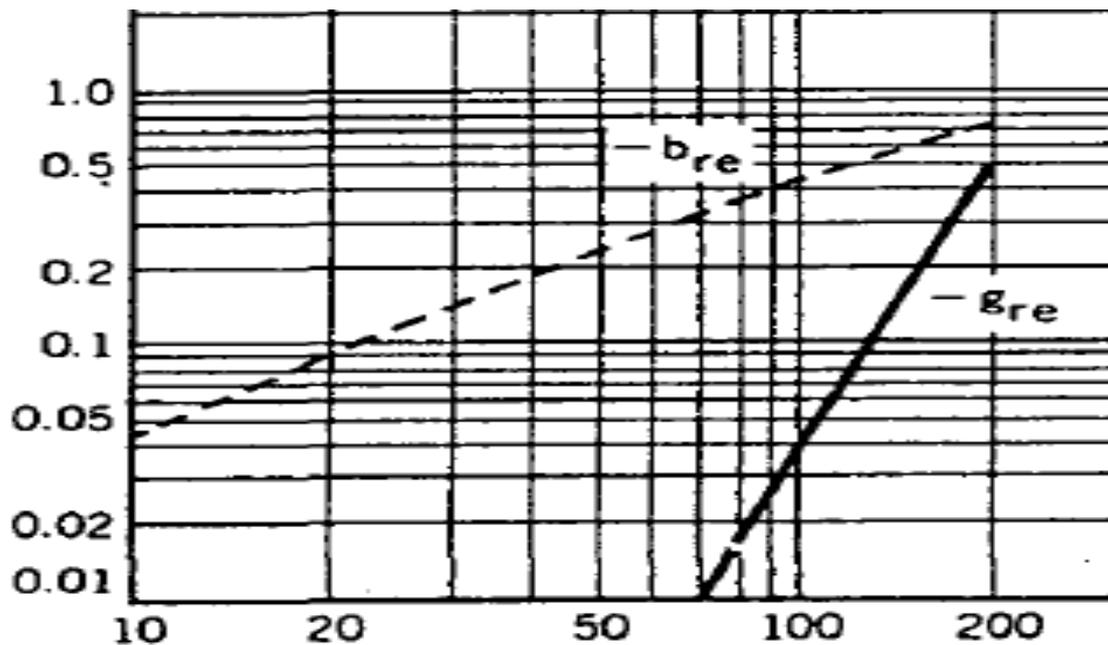


Рис. П4-2. Зависимость обратной проводимости от частоты (МГц)  
 $g_{re} = g_{12}$ ,  $b_{re} = b_{12}$  - активная и реактивная составляющие обратной проводимости (мСм)

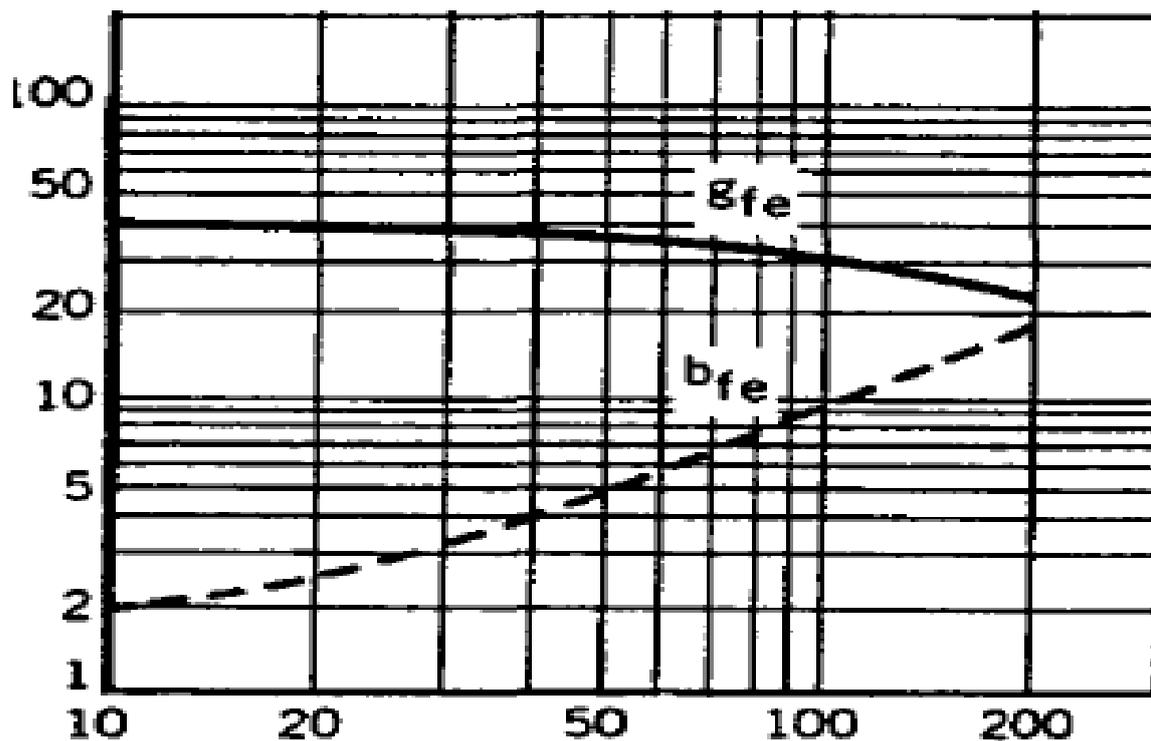


Рис. П4-3. Зависимость прямой проводимости от частоты (МГц)  
 $g_{fe} = g_{21}$ ,  $b_{fe} = b_{21}$  - активная и реактивная составляющие прямой проводимости (мСм)

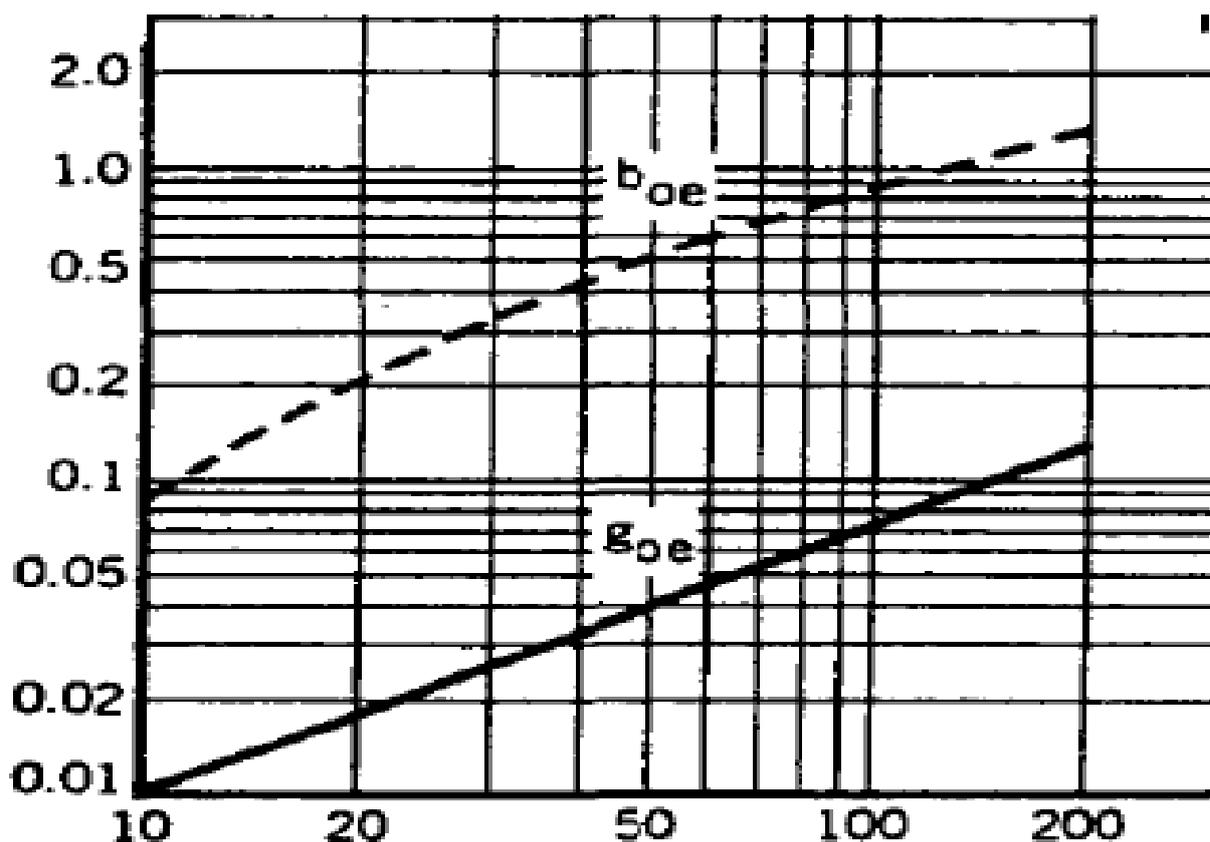


Рис. П4-4. Зависимость выходной проводимости от частоты (МГц)  
 $g_{oe} = g_{22}$ ,  $b_{oe} = b_{22}$  - активная и реактивная составляющие выходной проводимости (мСм)

### Приложение 5. Двухсистемный стереодекодер КР174ХА51

Стереодекодер реализует схему с переключением каналов и обеспечивает декодирование комплексного стереосигнала (КСС) как по системе с полярной модуляцией, так и по системе с пилот-тоном.

Основные характеристики:

- разделение каналов 40 дБ;
- коэффициент нелинейных искажений 0.15%;
- напряжение питания 2.7...7.0 В;
- ток потребления 5 мА.

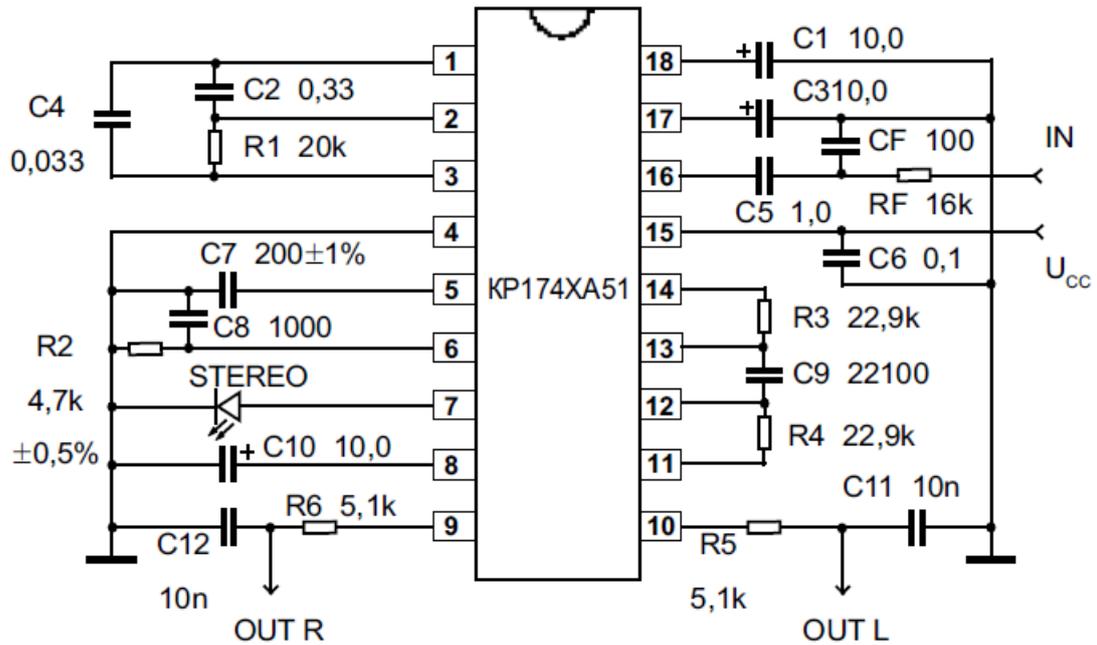


Рис. П5-1. Типовая схема включения стереодекодера  
 IN – вход для КСС;  $U_{cc}$  – напряжение питания; OUT L и OUT R – выходы левого и правого каналов соответственно.

## Приложение 6. Синтезатор частоты КФ1015ПЛ4 А,Б,В

Микросхема предназначена для построения цифровых синтезаторов частот (КВ, УКВ, СВЧ диапазоны) на основе фазовой автоподстройки частоты с использованием делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД). Имеет последовательный интерфейс программирования.

Основные электрические параметры:

- номинальное напряжение питания +5 В 10%;
- допустимые пределы напряжения питания (2 – 6) В;
- диапазон частот ДПКД для генератора управляемого напряжением (ГУН) (50 – 450) МГц для группы А, (20 – 400) МГц для группы Б, (5 – 450) МГц для группы В;
- диапазон частот ДПКД для опорного генератора (0,1 – 50) МГц;
- максимальная частота частотно-фазового детектора (ЧФД) 5 МГц.

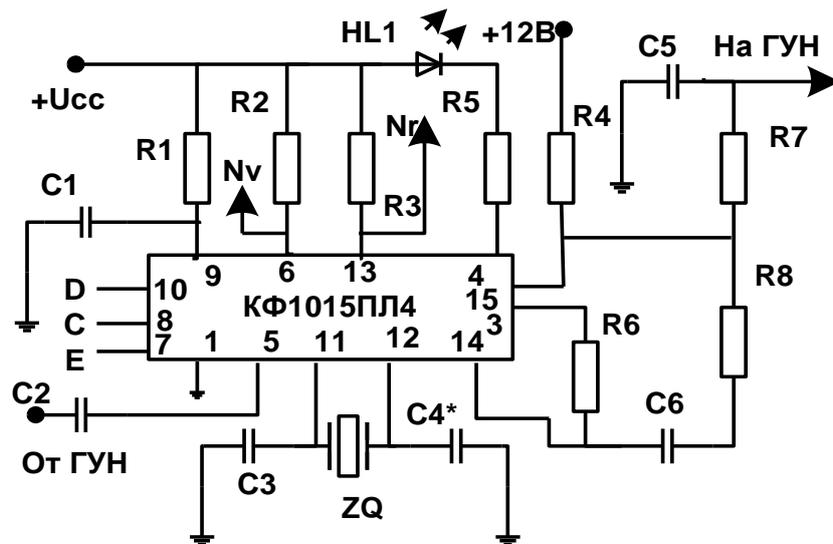


Рис. П6-2. Типовая схема включения микросхемы синтезатора  
 $N_v$  – выход ДПКД от ГУН;  $N_r$  – выход ДПКД от опорного генератора  
 $D, C, E$  – входы для приема данных о значении частоты

$C_1=10\text{нФ}$ ;  $C_2=(47 - 100)\text{пФ}$ ;  $C_3=47\text{пФ}$ ;  $C_4=4/20\text{пФ}$ ;

$C_5=33\text{нФ}$ ;  $C_6=1.0\text{мкФ}$ ;

$R_1=500\text{Ом}$ ;  $R_2, R_3=1\text{к}$ ;  $R_4=5.1\text{к}$ ;  $R_5=3.3\text{к}$ ;  $R_6=1\text{к}$ ;  $R_7= (10 - 15)\text{к}$ ;  
 $R_8=5.1\text{к}$ ;

$ZQ$  – кварцевый резонатор 10 МГц;  $HL1$  – светодиод АЛ307БМ (индикация отсутствия захвата ФАПЧ).

## Приложение 7. Порядок схемотехнического моделирования в пакете Multisim 10.

Рассмотрим порядок моделирования усилителя радиочастоты (УРЧ)

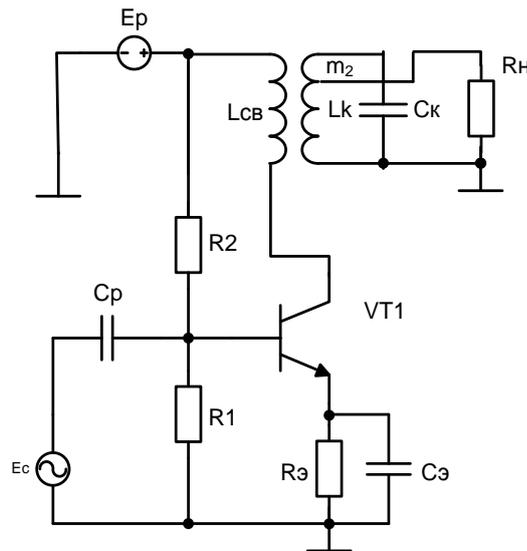


Рисунок П7-1. Принципиальная схема УРЧ

### Исходные данные для моделирования УРЧ (результаты расчета)

$E_p = 12\text{В}$  - напряжение питания

$f_0 = 10,7 \cdot 10^6 \text{ Гц}$  – заданная частота входного сигнала УРЧ (резонансная частота колебательного контура).

$I_k = 5\text{мА}$  -ток коллектора в отсутствии сигнала.

$R_H = 2 \text{ кОм}$  -сопротивление нагрузки (входное сопротивление следующего каскада)

$C_H = 10 \text{ пФ}$  -емкость нагрузки (входная емкость следующего каскада)

$d_{эp} = 0,02$ -эквивалентное затухание контура УРЧ

УРЧ обеспечивает подавление зеркальной помехи с частотой

$f_z = f_0 - 2f_{пч} = (10,7 - 2 * 0,455)\text{МГц}$ , где  $f_{пч} = 0,455\text{МГц}$  – промежуточная частота.

$R_э = 405 \text{ Ом}$ .  $R_2 = 90 \text{ кОм}$ ,  $R_1 = 18 \text{ кОм}$ .

$C_э = 18,4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ ,  $C_p = 7,44 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ .

$C_{эк} = 28 \text{ пФ}$  - эквивалентная емкость колебательного контура;

$L_k = 7,91 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$  - индуктивность контура;

$L_{св} = 1,19 \cdot 10^{-7} \text{ Гн}$  - индуктивность катушки связи;

$K_{св} = 0,447$  – коэффициент трансформаторной связи;

$K_0 = 22$  - коэффициент усиления УРЧ;

$\sigma_0 = 19,03\text{дБ}$  - степень подавления зеркальной помехи

$R_k = 29,5 \text{ кОм}$  - сопротивление потерь контура

$R'_n = 285 \text{ кОм}$  -эквивалентное сопротивление нагрузки;  
 $r_{св} = 6 \text{ Ом}$  - сопротивление потерь катушки связи.

### Порядок моделирования УРЧ

После запуска пакета Multisim появляется рабочее окно программы

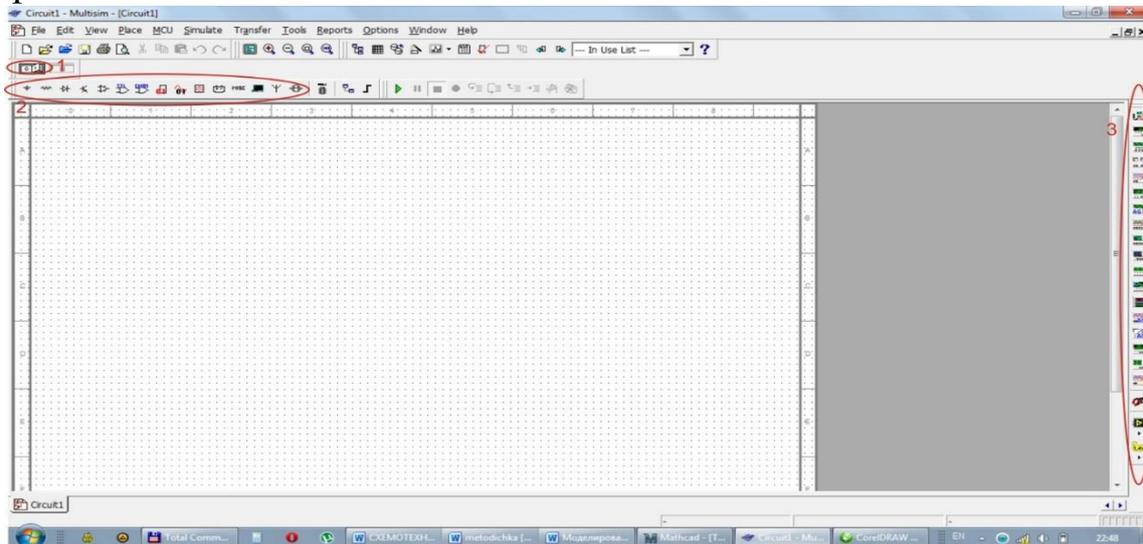


Рис. П7-2. Рабочее окно программы

- 1- кнопка запуска моделирования
- 2- панель для добавления виртуальных компонентов
- 3- панель для добавления виртуальных приборов

Из библиотечных элементов радиоэлементов составляется эквивалентная схема УРЧ. Выберем в панели виртуальных компонентов

 . Появляется окно с выбором виртуальных и реальных моделей транзисторов. В окне Family выбираем транзистор TRANSISTORS, в окне Component вводим модель 2SC2786 необходимого нам транзистора B1N\_NPN, нажимаем ОК и добавляем компонент в рабочую область проекта.

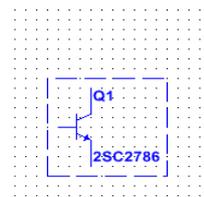
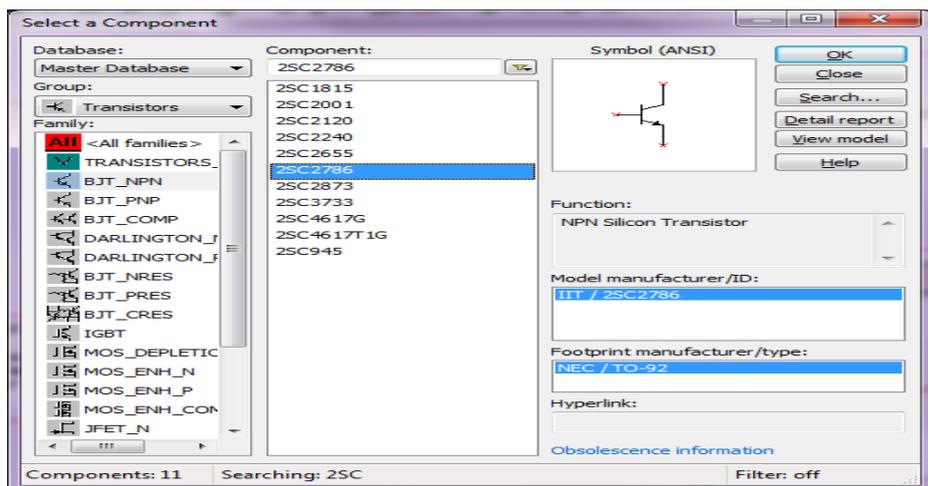


Рис. П7-3. Выбор модели транзистора

В меню Group выберем группу Basic, семейство Family, RESISTOR и нажмем ОК, добавим в проект резистор. Перед выбором места его расположения можно повернуть компонент нажатием комбинации клавиш Ctrl+R.

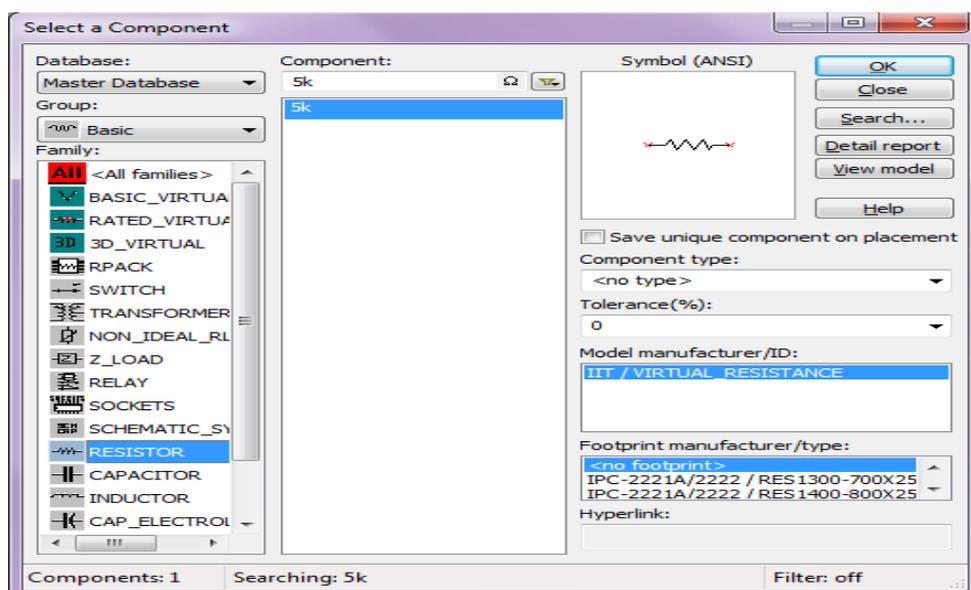


Рис.П7- 4. Выбор модели резистора

Таким же образом добавляем оставшиеся компоненты: резисторы (RESISTOR), конденсаторы (CAPACITOR), индуктивности (INDUCTOR), трансформатор (TRANSFORMER). Двойным нажатием на компонент открывается окно настройки компонента. Во вкладке LABEL можем переименовать компонент, а во вкладке VALUE установить нужный номинал элемента.

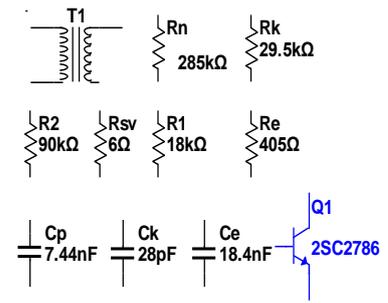
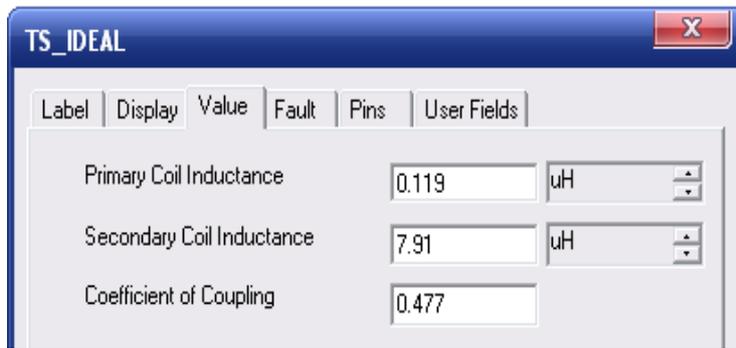


Рис. П7-5. Установка параметров модели трансформатора и результат выбора моделей радиоэлементов УРЧ

Соединяем элементы в соответствии с эквивалентной схемой УРЧ. Чтобы включить в состав схемы источник питания, генератор переменного напряжения и общую шину - «землю», в панели компо-

нентов выбираем Place Source . В появившемся окне выбираем GROUND, добавляем в схему. Из того же окна добавляем AC\_POWER, и DC\_POWER. В параметрах AC\_POWER устанавливаем необходимое нам напряжение 10 мкВ и частоту сигнала 10,7МГц. В источнике постоянного напряжения DC\_POWER устанавливаем необходимое напряжение питания 12В, как показано на следующем рисунке.

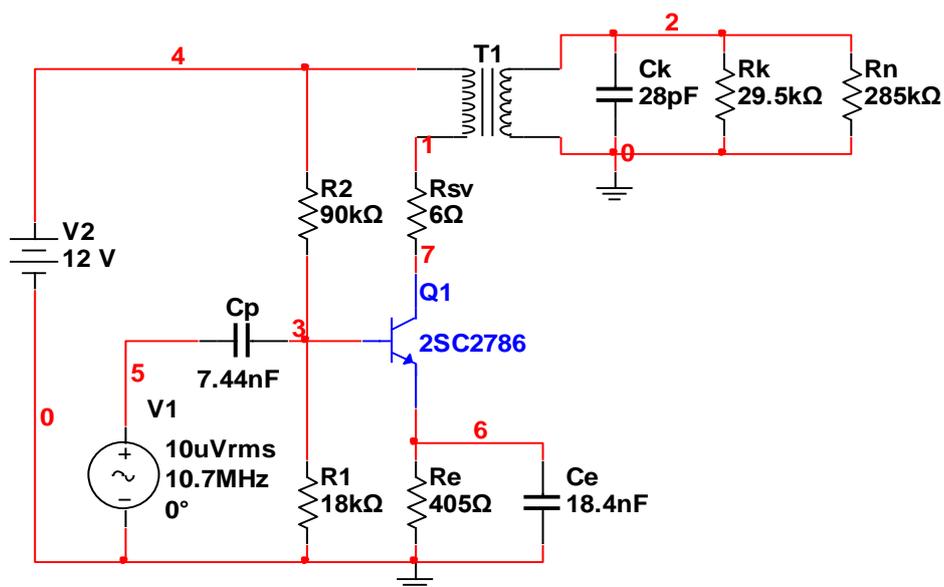


Рис. П7-6. Эквивалентная схема УРЧ – схема моделирования.

Для проверки правильности расчета УРЧ по переменному току из панели приборов добавим к схеме измеритель частотных характеристик Vode Plotter и подключим его ко входу и выходу усилителя. Для проверки правильности расчета режима УРЧ по постоянному току добавим из панели приборов несколько измерительных пробников Measurement probe и установим их между коллектором транзистора и трансформатором, эмиттером транзистора и сопротивлением  $R_e$ , а также между сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  (Рисунок П7-7).

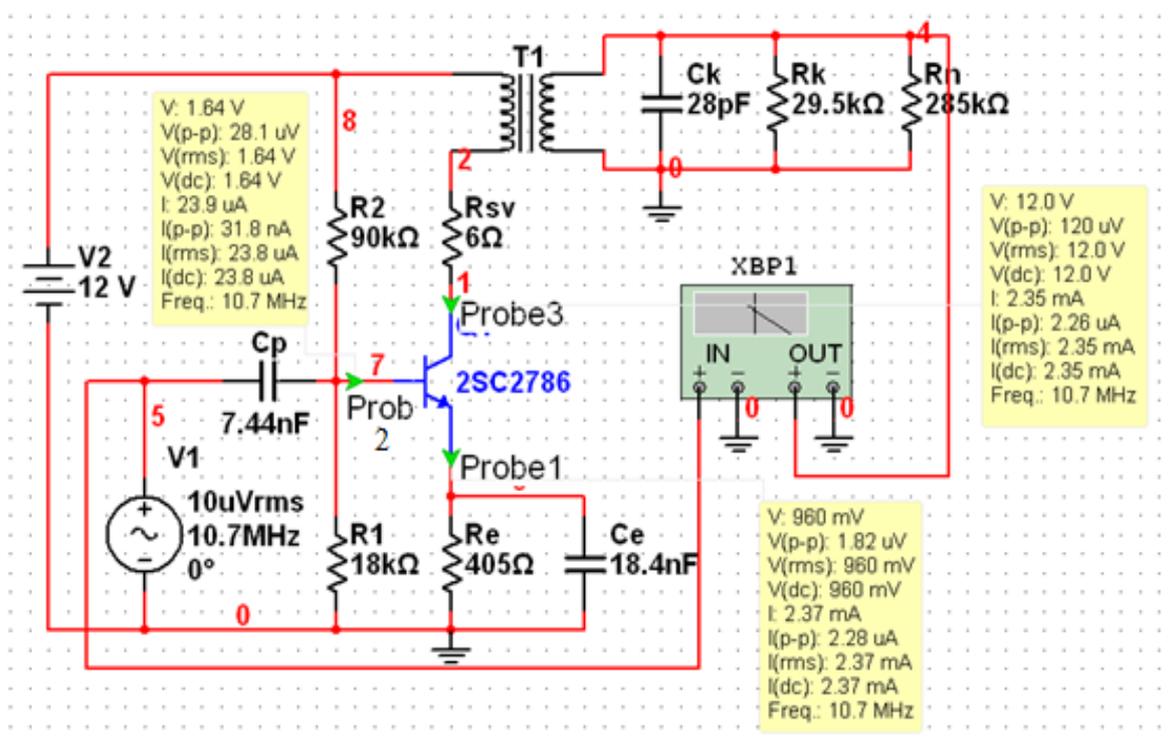


Рис. П7-7. Установка измерительных приборов в схеме моделирования УРЧ

Запускаем процесс моделирования  и останавливаем его после окончания переходного процесса. Сначала по показаниям пробников проверяем соответствие режима транзистора по постоянному току расчетным данным. Видно, что постоянный ток коллектора равен 2,35 мА, что меньше расчетного значения 5 мА. Повышаем напряжение на базе транзистора путем постепенного увеличения сопротивления  $R_1$  до величины 57 кОм. (Повысить напряжение можно и путем уменьшения сопротивления  $R_2$ ). При этом ток коллектора увеличивается до 4,99 мА, что соответствует расчетному режиму транзистора по постоянному току (Рисунок П7-8). Переходим к оценке режима по переменному току.

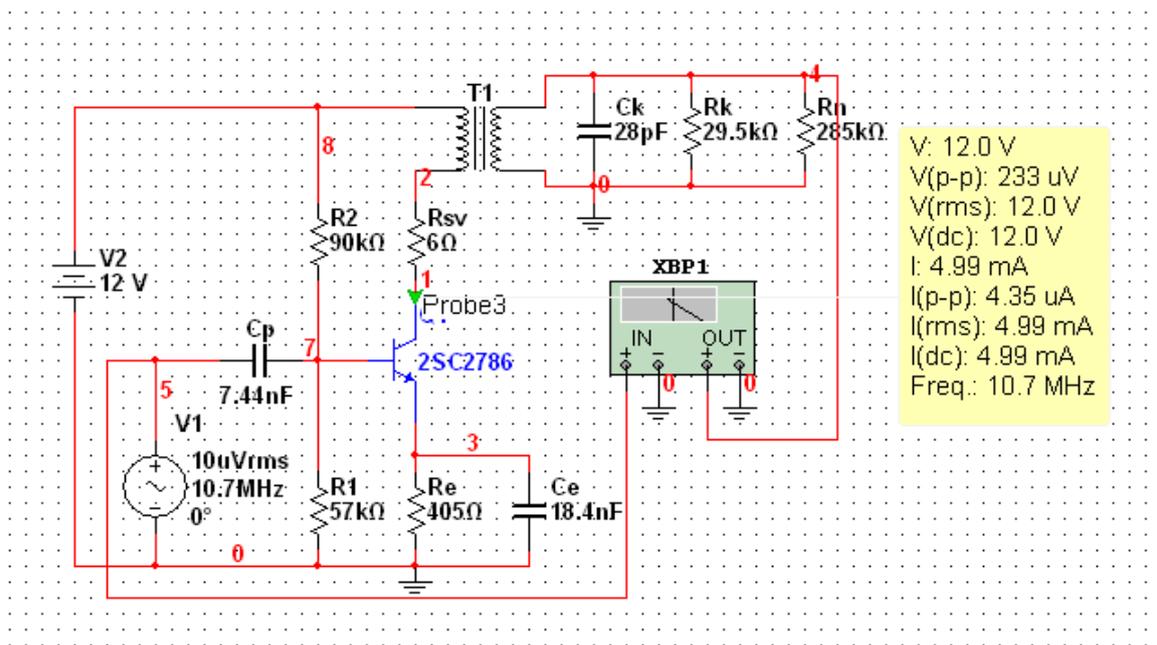


Рис. П7-8. Результат коррекции режима транзистора по постоянному току.

Переходим к оценке режима по переменному току. С помощью измерителя частотных характеристик – Боде плоттера проводим анализ амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя. Дважды щелкнув мышью по обозначению Боде плоттера, получаем изображение АЧХ.

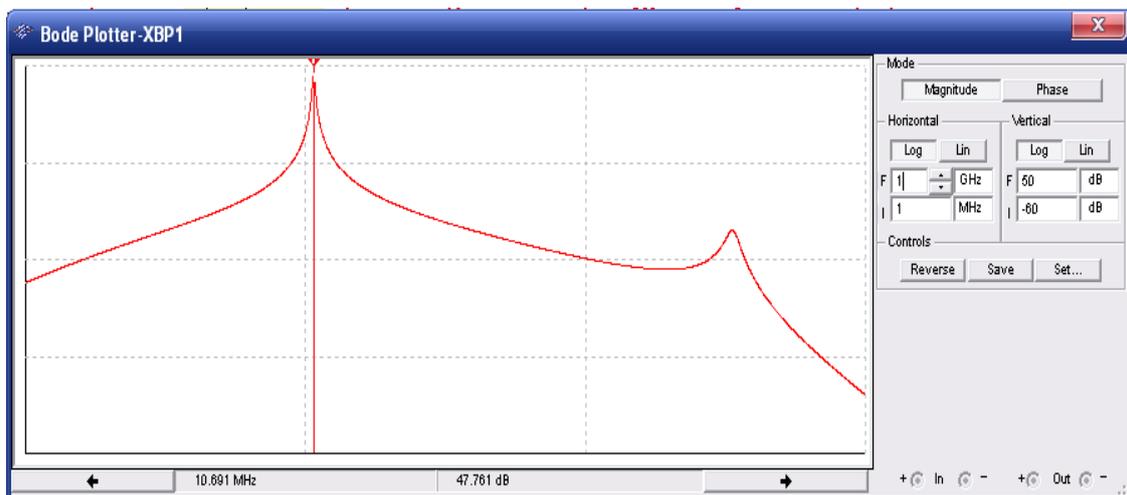


Рис. П7-9. Изображение АЧХ усилителя в широком диапазоне частот.

Для первоначально анализа АЧХ и поиска ошибок расчета необходимо получить изображение АЧХ в широком диапазоне частот. С этой целью устанавливаем логарифмический масштаб, как по оси час-

тот, так и по оси коэффициентов передачи. Для повышения точности анализа устанавливаем кнопкой «Set» число точек анализа равным 1000. Для установки белого фона изображения используем кнопку «Reverse».

Видно, что АЧХ содержит два максимума. Один из них обусловлен резонансом колебательного контура УРЧ, а второй - резонансом паразитного колебательного контура образованного индуктивностью катушки связи и емкостью транзистора «база-коллектор».

Щелкнув правой кнопкой по вертикальной линии визира, вызываем контекстное меню, и с его помощью устанавливаем курсор на максимумы АЧХ сначала на первый, потом – на второй. В статусной строке отображаются значения резонансной частоты и резонансного коэффициента передачи УРЧ. Для первого максимума резонансная частота равна 10,691 МГц, а коэффициент передачи – 47,761 дБ. Для второго максимума – 324,965 МГц и 3,275 дБ. Видно, что второй максимум соответствует паразитному колебательному контуру. Так как данный максимум достаточно далеко по частоте отстоит от частоты настройки УРЧ, и ему соответствует малый коэффициент передачи, то при дальнейшем анализе АЧХ его принимать во внимание не следует.

Проанализируем АЧХ более детально в области первого максимума. С этой целью переходим к линейному масштабу оси частот и сужаем частотную область анализа.

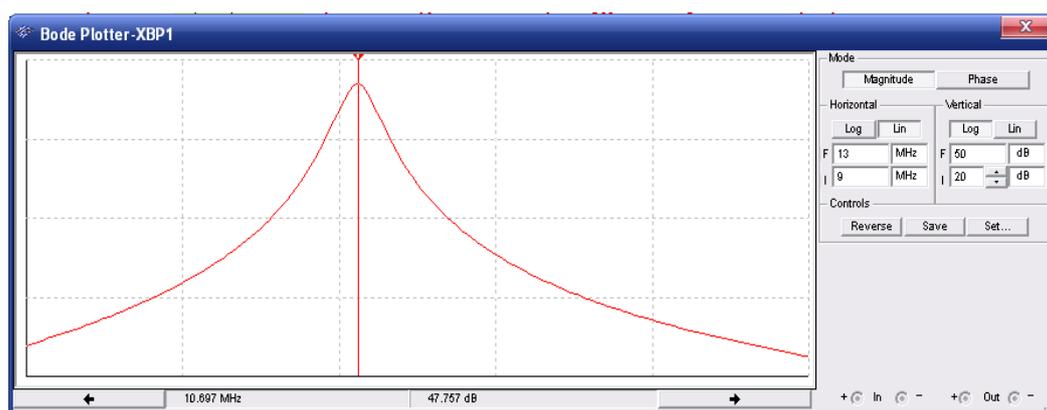


Рис. П7-10. Изображение АЧХ усилителя в узком диапазоне частот.

Максимум АЧХ характеризуется значением частоты  $f_m=10,697$  МГц и коэффициентом передачи 47,757 дБ. Коэффициент передачи по напряжению в «разах».

$$K_M = 10^{\frac{K_{дБ}}{20}} = 10^{\frac{47,757}{20}} = 244$$

Определим полосу пропускания, устанавливая в контекстном меню визира значения коэффициента передачи на 3 дБ меньше резонансного коэффициента передачи и фиксируя верхнюю и нижнюю граничные частоты. На Рисунке 11 отображено положение визира, соответствующее верхней граничной частоте 10,8 МГц. Полоса пропускания равна разности граничных частот.

$$\Pi_M = f_B - f_H = 10,8 - 10,586 = 0,214 \text{ МГц}$$

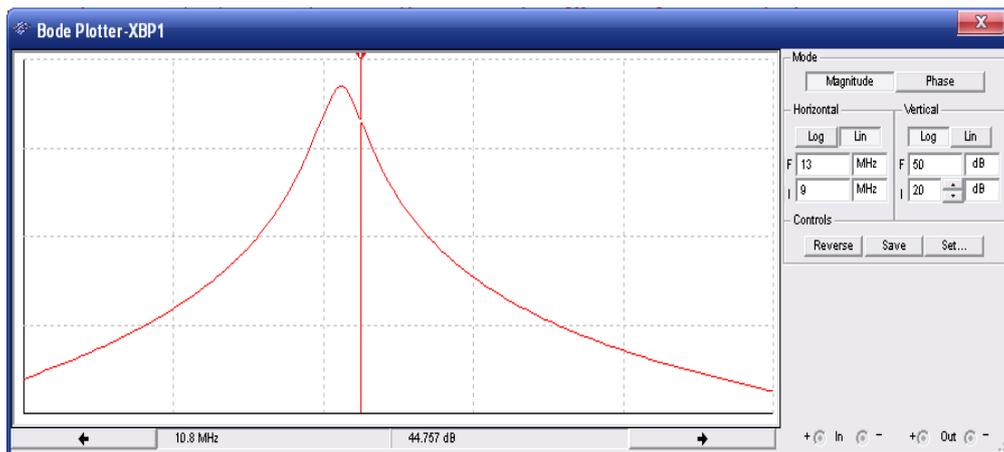


Рис. П7-11. Определение верхней граничной частоты полосы пропускания

Так как УРЧ, в общем случае, кроме усиления сигнала, обеспечивает также и подавление зеркальной помехи, то определим степень подавления помехи, считая, что нелинейные эффекты в УРЧ отсутствуют. Частота зеркальной помехи  $f_z = f_m - 2f_{пч} = 10,697 - 2 * 0,455 = 9,787$  МГц. С помощью контекстного меню визира задаем частоту помехи и определяем коэффициент передачи УРЧ на данной частоте.

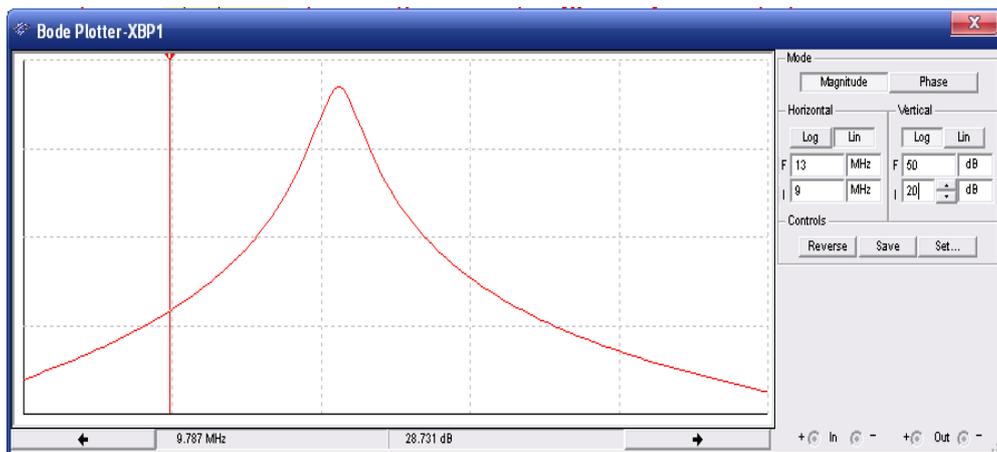


Рисунок П7-12. Определение коэффициента передачи УРЧ на частоте помехи.

Подавление помехи равно разности коэффициентов передачи (в дБ) на резонансной частоте и частоте помехи  $\sigma_m = 47,757 - 28,731 = 19,03$  дБ.

### Определение погрешностей расчета

Определим погрешности расчета, используя результаты моделирования. Погрешность расчета резонансной частоты:

$$\delta f = \left| \frac{f_0 - f_m}{f_0} \right| = \left| \frac{10,7 - 10,697}{10,7} \right| = 2,8 * 10^{-4}$$

Здесь  $f_0, f_m$  - расчетное и «модельное» значения резонансной частоты.

Погрешность расчета коэффициента усиления:

$$\delta K = \left| \frac{K_0 - K_m * m_2}{K_0} \right| = \left| \frac{22 - 244 * 0,0837}{22} \right| = 7,2 * 10^{-2}$$

Погрешность расчета полосы пропускания

$$\delta \Pi = \left| \frac{f_0 * d_{\text{эп}} - \Pi_m}{f_0 * d_{\text{эп}}} \right| = \left| \frac{10,7 * 0,02 - 0,214}{10,7 * 0,02} \right| = 0$$

Погрешность расчета степени подавления зеркальной помехи

$$\Delta \sigma = |\sigma_0 - \sigma_m| = |19,03 \text{ дБ} - 19,03 \text{ дБ}| = 0 \text{ дБ}$$

## **Приложение 8. Порядок описания работы принципиальной схемы приемника**

Разработка схемы приемника завершается описанием особенностей работы схемы. Указывается путь прохождения сигнала и процедуры его обработки. Ниже приведен пример описания схемы приемника частотно модулированных сигналов [6], схема которого приведена на рисунке П8-1.

Сигнал с антенны через катушку связи L1, поступает во входной контур L2. Трансформаторная связь с антенной обеспечивает согласование входа приемника с различными антеннами и в широком диапазоне частот. В качестве усилительного прибора используется полевой транзистор КП307Г. Указанный транзистор обладает высокой крутизной и имеет малый уровень шума.

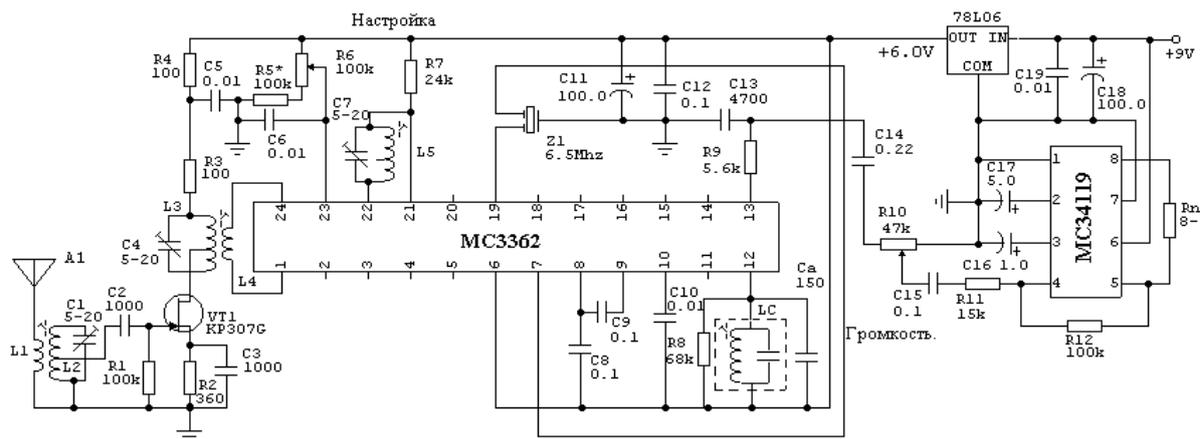


Рис. П 8-1. Принципиальная схема приемника

Усиленный сигнал выделяется на контуре L3. Далее через катушку связи L4 сигнал поступает в смеситель. Катушка связи обеспечивает согласование с входным каскадом смесителя, выполненного по дифференциальной схеме. От внутреннего гетеродина в смеситель поступает колебание опорной частоты. Основными элементами гетеродина являются контур C7 L5 и встроенная в микросхему варикапная матрица, изменяя напряжение на которой резистором R6, можно осуществлять перестройку по частоте в малых пределах. Резистор R5 предназначен для обеспечения плавности настройки.

Сигнал разностной частоты 6,5 МГц с выхода смесителя подается на пьезокерамический фильтр Z1 и далее, минуя первый УПЧ и второй преобразователь, встроенные в микросхему, поступает на второй УПЧ и далее на усилитель-ограничитель и частотный детектор.

С частотного детектора, через фильтр нижних частот (элементы C13, R9), обеспечивающий подавление частот выше 5 КГц, сигнал поступает на усилитель низкой частоты, выполненный на микросхеме MC34119. Усилитель имеет низкий уровень собственных шумов и малое количество навесных элементов. Выходная мощность усилителя составляет около 0,2 Вт на нагрузке 20 Ом.

## Оглавление

	Стр.
<b>Введение</b> .....	3
<b>1. Расчет структурной схемы линейного тракта</b> .....	<b>5</b>
1.1. Определение полосы пропускания тракта.....	5
1.2. Разработка структурной схемы преселектора.....	6
1.3. Выбор типа фильтра сосредоточенной избирательности.....	9
1.4. Расчет чувствительности приемного устройства.....	10
<b>2. Разработка принципиальной схемы приемника</b> .....	<b>14</b>
<b>3. Расчет и моделирование входной цепи радиоприемного устройства</b> .....	<b>15</b>
3.1. Порядок расчета входной цепи.....	15
3.2. Одноконтурная входная цепь, использующая трансформаторную связь с настроенной антенной и автотрансформаторную связь с нагрузкой.....	17
3.3. Одноконтурная входная цепь с двумя автотрансформаторными связями.....	22
3.4. Одноконтурная входная цепь, использующая внешнеемкостную связь с антенной и внутриемкостную связь с нагрузкой.....	23
3.5. Двухконтурная входная цепь с трансформаторной связью.....	26
3.6. Двухконтурная входная цепь с внешнеемкостной связью.....	30
3.7. Двухконтурная входная цепь с внутриемкостной связью.....	32
<b>4. Расчет усилителя высокой частоты</b> .....	<b>34</b>
4.1. Порядок расчета.....	34
4.2. Расчет и моделирование одноконтурного УРЧ.....	35
4.3. Расчет и моделирование каскодного УРЧ.....	43
<b>5. Использование системы Matlab при расчетах</b> .....	<b>47</b>
<b>Заключение</b> .....	<b>54</b>
<b>Рекомендательный библиографический список</b> .....	<b>55</b>
<b>Приложение 1. Параметры пьезокерамических фильтров</b> .....	<b>56</b>
<b>Приложение 2. Данные по микросхемам приемников</b> .....	<b>59</b>
<b>Приложение 3. Минимальные значения емкостей, индуктивности и собственного затухания колебательного контура</b> .....	<b>66</b>
<b>Приложение 4. Определение Y-параметров транзистора</b> .....	<b>66</b>
<b>Приложение 5. Двухсистемный стереодекодер КР174ХА51</b> .....	<b>71</b>
<b>Приложение 6. Синтезатор частоты КФ1015ПЛ4 А,Б,В</b> .....	<b>72</b>

<b>Приложение 7. Порядок схемотехнического моделирования в пакете Multisim 10.....</b>	<b>73</b>
<b>Приложение 8. Порядок описания работы принципиальной схемы приемника.....</b>	<b>82</b>