

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна

Должность: проректор по учебной работе

Дата подписания: 08.07.2026 09:40:16

Уникальный программный ключ:

0b817ca911e6668abb13a5d426d39e5f1c11e20bf75e9743d14a4851fda56d089

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Юго-Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра информационной безопасности



РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Методические указания
по выполнению лабораторных работ
по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства»
для студентов, обучающихся по направлению подготовки
11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

Курск 2026

УДК 621.396

Составитель: Д.С. Коптев

Рецензент:

Доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационной безопасности
М.О. Таныгин

Радиопередающие и радиоприёмные устройства: методические указания по выполнению лабораторных работ по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост.: Д.С. Коптев. – Курск, 2026. – 180 с.

Методические указания по выполнению лабораторных работ содержат краткие теоретические сведения, связанные с изучением теории и принципов работы основных функциональных узлов радиопередающих и радиоприёмных устройств и их моделирования в среде Multisim, задания для выполнения лабораторных работ, а также перечень вопросов для самопроверки изучаемого материала.

Методические указания соответствуют учебному плану по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи, а также рабочей программе дисциплины «Радиопередающие и радиоприёмные устройства».

Предназначены для студентов, обучающихся по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи, заочной формы обучения.

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать 31.07.2026. Формат 60x84/16.
Усл. печ. л. 10,46. Уч.-изд. л. 9,47. Тираж 100 экз. Заказ 580. Бесплатно
Юго-Западный государственный университет.
305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Инструкция по технике безопасности при проведении лабораторных работ в компьютерных классах	7
Лабораторная работа №1	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ.....	9
Лабораторная работа №2	
ИЗУЧЕНИЕ ПРИНЦИПОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ.....	30
Лабораторная работа №3	
ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРА СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ.....	70
Лабораторная работа №4	
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ДЕТЕКТОРОВ АМ, ЧМ И ФМ СИГНАЛОВ.....	87
Лабораторная работа №5	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИОДНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛОВ.....	120
Лабораторная работа №6	
ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ.....	133
Лабораторная работа №7	
ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ.....	155
Приложение А	
Пример оформления отчёта по выполнению лабораторной работы.....	178

Введение

Целью освоения дисциплины «Радиопередающие и радиоприёмные устройства» является формирование у обучающихся знаний теоретических и практических принципов построения радиопередающих и радиоприёмных устройств, их типовых блоков, принципов построения и особенностей схем радиоприёмной и радиопередающей аппаратуры различных типов, проверки методов функционирования, регулировки и контроля основных параметров радиоприёмной и радиопередающей аппаратуры.

В результате выполнения представленных лабораторных работ ожидается совершенствование следующих компетенций путем достижения планируемых результатов обучения:

- способен к организации профилактических работ на радиоэлектронном оборудовании, инвентаризации радиоэлектронных средств и вспомогательного оборудования, обеспечению организационно-методической базы для обслуживания радиоэлектронных средств и оборудования (ПК-5);

- способен осуществлять контроль использования и оценивать производительность сетевых устройств и программного обеспечения программного обеспечения для коррекции производительности сетевой инфраструктуры инфокоммуникационной системы (ПК-7).

Планируемые результаты обучения по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства», соотнесенные с индикаторами достижения *компетенции ПК-5*:

Знает:

- назначение, состав, параметры, конструкцию радиопередающих и радиоприёмных устройств различных типов, их достоинства и недостатки;

- основные параметры, характеризующие радиопередающие и радиоприёмные устройства;

- регламент обновления и технического сопровождения радиопередающих и радиоприёмных устройств;

- методику измерения основных параметров радиопередающих и радиоприёмных устройств;

- последовательность проведения работ по обеспечению эксплуатации радиопередающих и радиоприёмных устройств;

- технические средства контроля работы радиоэлектронного оборудования, перспективы и направления их совершенствования.

Умеет:

- пользоваться справочной и технической документацией в профессиональной деятельности;
- читать схемы различных устройств радиоэлектронной техники, их отдельных узлов и каскадов;
- производить проверку функционирования, регулировку и контроль основных параметров радиопередающей и радиоприемной аппаратуры;
- оценивать техническое состояние и осуществлять проверку качества работы радиопередающих и радиоприёмных устройств;
- применять регламенты по обновлению и техническому сопровождению радиопередающих и радиоприёмных устройств;
- осуществлять инструментальные измерения основных параметров радиопередающих и радиоприёмных устройств;
- применять регламенты по обновлению и техническому сопровождению обслуживаемого радиоэлектронного оборудования;
- применять инструментальные средства измерений для технического сопровождения в ходе эксплуатации радиоэлектронного оборудования.

Владеет:

- принципами построения радиопередающих и радиоприёмных устройств с различными режимами работы;
- навыками учета и контроля работоспособности радиопередающих и радиоприёмных устройств, а также вспомогательного оборудования.
- навыками организации процесса проверки и инвентаризации радиопередающих и радиоприёмных устройств;
- навыками проведения инструментальных измерений функциональных узлов и блоков радиопередающих и радиоприемных устройств в соответствии с регламентами на техническое сопровождение.
- навыками разработки мероприятий по улучшению эксплуатации и повышению эффективности использования радиоэлектронного оборудования.

Планируемые результаты обучения по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства», соотнесенные с индикаторами достижения *компетенции ПК-7*:

Знает:

- общие принципы функционирования и архитектуру аппаратных, программных и программно-аппаратных средств администрируемой сети;
- цели, задачи, назначение радиопередающих и радиоприёмных устройств в архитектуре администрируемой сети;

– нормативно-техническую документацию на радиопередающие и радиоприёмные устройства различного назначения.

Умеет:

- использовать современные методы контроля производительности радиопередающих и радиоприёмных устройств в администрируемой сети;
- осуществлять настройку, наладку и регулировку радиопередающих и радиоприёмных устройств в администрируемой сети;
- пользоваться нормативно-технической документацией на радиопередающие и радиоприёмные устройства различного назначения.

Владеет:

- навыками планирования архитектуры администрируемой сети, повышения её производительности;
- навыками использования нормативно-технической документации на радиопередающие и радиоприёмные устройства с целью обеспечения их оптимальных режимов функционирования и повышения производительности администрируемой сети.

На выполнение лабораторных работ по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства» в соответствии с учебным планом направления подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи отводится 14 часов.

Инструкция по технике безопасности при проведении лабораторных работ в компьютерных классах

В компьютерные классы допускаются студенты, ознакомленные с правилами техники безопасности. Студенты, допустившие невыполнение или нарушение настоящих правил, привлекаются к дисциплинарной ответственности в соответствии с правилами внутреннего трудового распорядка университета и подвергаются внеочередной проверке знаний правил техники безопасности.

При работе в компьютерном классе все пользователи обязаны строго соблюдать настоящие правила, правила поведения, расписание учебных занятий, установленные режимы труда и отдыха, и следить за их соблюдением другими пользователями.

При работе в компьютерном классе студенты обязаны выполнять требования преподавателя.

Использовать ПК разрешается только для работ, относящихся к учебному процессу.

В компьютерном классе запрещается:

1. Включать, отключать, работать за компьютером без разрешения преподавателя.

2. Подключать и отключать любые периферийные устройства, за исключением флеш-накопителей; прикасаться к соединительным кабелям и их разъемам.

3. Самостоятельно устранять какие-либо неисправности.

4. Модернизировать или изменять параметры (настройки) операционной системы.

5. Прикасаться к экрану и корпусу монитора, а также изменять местоположение системного блока и монитора.

6. Открывать корпус системного блока, монитора, периферийных устройств.

7. Размещать какие-либо предметы (тетради, дискеты, книги и др.) на элементах оборудования ПК.

8. Употреблять еду и напитки, а также ставить на столы различную посуду, продукты, сумки, рюкзаки, шарфы и т.д.

9. Продолжать работу при наличии сбоев и неполадок функционирования, нехарактерного шума компьютера или признаков возникновения пожара (запаха гари).

Требования безопасности перед началом работ:

1. Получив разрешение на проведение лабораторных работ, **ПРОВЕРЬТЕ** состояние и исправность ПК и периферийных устройств, а также наличие и исправность защитного заземления.
2. Подготовьте необходимые для работы материалы, уберите с рабочего стола все лишнее.

Требования безопасности во время работы:

1. **ПОМНИТЕ!** Электрический ток величиной 0,1 А и напряжением выше 42 В опасен для жизни человека.
2. Лабораторные работы студенты проводят только в присутствии преподавателя или ответственного за лабораторию.
3. Включение ПК осуществлять кнопкой включения на системном блоке.
4. Не допускать попадания влаги на ПК и периферийные устройства.
5. Не оставлять без надзора работающий ПК.

Требования безопасности по окончании работы:

1. Выключить ПК с помощью кнопки «Завершение работы» в операционной системе. Запрещается выключать компьютер посредством извлечения сетевого шнура из розетки или нажатия на кнопку включения на корпусе устройства.
2. Привести в порядок рабочее место.
3. Сообщить преподавателю или ответственному за лабораторию об окончании работы и получить разрешение на уход из лаборатории.

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

1 Цель работы

– изучение особенностей построения и функционирования входных цепей радиоприёмных устройств, исследование их характеристик с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Входной цепью (ВЦ) называют пассивную часть схемы радиоприёмного устройства (РПрУ), связывающую антенно-фидерную систему (АФ) со входом первого активного элемента (АЭ) – это усилитель радиочастоты (УРЧ) или преобразователь частоты (ПЧ).

Назначение ВЦ – *передача полезного сигнала от антенны ко входу первого активного элемента РПрУ и предварительная фильтрация помех от побочных каналов.*

ВЦ – это линейный четырехполюсник, представляющий частотно-избирательную систему (ЧИС) и состоящий из одного или нескольких селективных элементов, выделяющих принимаемый сигнал (рисунок 1).

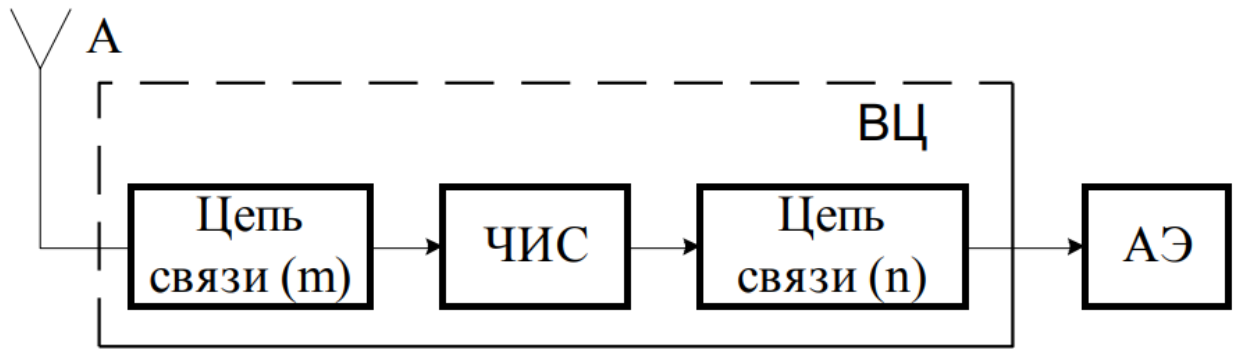


Рисунок 1 – Структурная схема входной цепи

На рисунке 1 m – коэффициент связи антенны с ВЦ, а n – коэффициент связи ВЦ с АЭ (нагрузкой). ВЦ может быть настроена на фиксированную частоту или перестраиваться в пределах заданного диапазона. В зависимости от вида антенны ВЦ классифицируют как ВЦ с настроенной или ненастроенной антенной.

Антенна считается **настроенной**, если ее собственная резонансная частота совпадает с частотой настройки ВЦ, в противном случае антенна является **ненастроенной**.

Основные характеристики ВЦ:

– **коэффициент передачи по напряжению**, т.е. отношение напряжения сигнала на входе первого каскада U_{BX} к ЭДС в антенне:

$$K_{ВЦ} = \frac{U_{BX}}{E_a}; \quad (1)$$

– **коэффициент передачи по мощности**:

$$K_{ВЦ P} = \frac{P_{BX}}{P_A}; \quad (2)$$

– **полоса пропускания** – это ширина области частот с допустимой неравномерностью $K_{ВЦ}$:

$$\Pi = f_2 - f_1 = 2\Delta f; \quad (3)$$

– **селективность** – характеризует уменьшение коэффициента передачи $K(f)$ при заданной расстройке Δf по сравнению с его значением при резонансе $K_0 = K(f_p)$:

$$\sigma = \frac{K(f_p)}{K(f)}; \quad (4)$$

– **коэффициент перекрытия диапазона** равен:

$$k_{\Pi} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}. \quad (5)$$

Перестройка может осуществляться *дискретно* или *плавно*. Необходимо обеспечивать постоянство параметров ВЦ при перестройке по диапазону, при изменении параметров антенны и активного элемента.

Частотная избирательность (селективность) – свойство радиоприёмника выделять полезный сигнал из множества других сигналов, отличных по частоте. Осуществляется применением резонансных систем (колебательных контуров), настраиваемых на несущую частоту полезного сигнала. Благодаря этому амплитуда полезного сигнала на выходе входной цепи увеличивается, а амплитуды мешающих сигналов уменьшаются. Об избирательности можно судить по резонансной характеристике входных колебательных контуров – зависимости коэффициента усиления K_0 приёмника от приходящей частоты радиосигнала с определенной расстройкой. (рисунок 2).

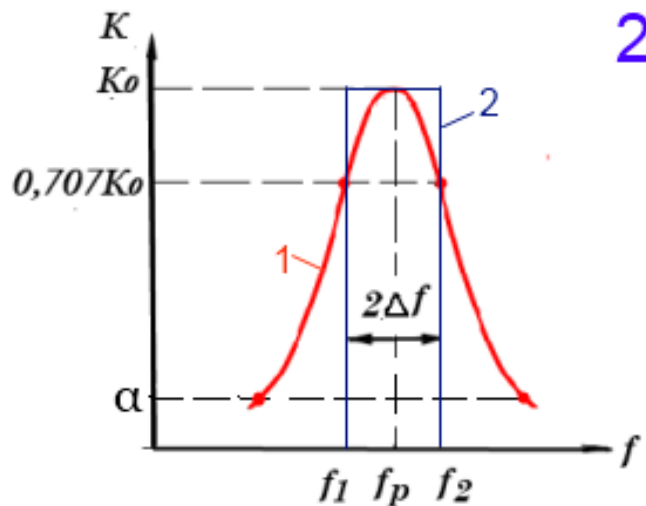


Рисунок 2 – Резонансная характеристика входных колебательных контуров

Допустим, что при несущей частоте сигнала f_p коэффициент усиления равен $K_0 = K_{\text{вц}}$. Расстройка для определения избирательности может быть любой и отсчитывается по уровню 0,707 от максимального значения коэффициента усиления K_0 .

Вид входной цепи зависит от технических требований к основным параметрам радиоприёмника – *избирательности* и *чувствительности*.

Под **чувствительностью** понимают *способность приемника принимать слабые сигналы*. Количественно чувствительность оценивается минимальным уровнем принимаемого сигнала, при

котором еще обеспечивается нормальное функционирование исполнительного устройства, при заданном отношении сигнал/шум на выходе приемника.

На умеренно высоких частотах чувствительность оценивается **минимальной ЭДС или минимальной напряженностью поля**, для более высоких частот – **минимальной мощностью** сигнала на входе приемника.

Различают чувствительность, ограниченную усилением, реальную и пороговую (предельную).

Чувствительность, ограниченная усилением, определяется минимальным уровнем радиосигнала на входе РПрУ, необходимым для получения заданного уровня сигнала на выходе приемника. Данный вид чувствительности зависит только от коэффициента усиления РПрУ.

Реальная чувствительность (чувствительность, ограниченная шумами) определяется как минимальный уровень мощности радиосигнала на входе РПрУ, при котором на его выходе (в оконечном устройстве) обеспечивается заданное соотношение средней мощности сигнала к средней мощности шума $q = \sqrt{(P_c / P_{ш})_{\text{вых}}}$ (отношение сигнал/шум (ОСШ)). Количественно реальная чувствительность радиоприемника также может быть оценена минимальной величиной ЭДС в антенне E_a в соответствии со следующим выражением:

$$E_a = 2\sqrt{kT\Delta F_{np} N q^2 r_a} = 2q\sqrt{kT\Delta F_{np} N r_a}, \quad (6)$$

где ΔF_{np} – полоса пропускания приемника;

N – коэффициент шума линейного тракта приёмника;

r_a – сопротивление антенны;

T – абсолютная температура;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана.

Коэффициент шума N показывает, во сколько раз реальный приёмник ухудшает отношение $P_c / P_{ш}$ на выходе линейной части приёмника по сравнению с идеальным приёмником, который дополнительных шумов не создаёт, а только усиливает сигнал/шум, создаваемый в антенне. **Идеальный приёмник имеет коэффициент шума** $N = 1$. Все реальные приёмники имеют коэффициент шума $N > 1$. Коэффициент шума приёмника N в основном определяется коэффициентом шума первого каскада приёмника N_1 , т.е. $N = (1,1 - 1,2) N_1$. Следовательно, для увеличения чувствительности приёмника

(уменьшения необходимого E_a) необходимо в качестве первого каскада усиления приёмника использовать малошумящие усилители.

Реальная чувствительность зависит от уровня собственных шумов приёмника, от уровня внешних шумов (помех), а также от величины потерь в фидере приёмника и устанавливает уровень входного радиосигнала, ниже которого качество приёма считается недопустимым.

Пороговая (предельная) чувствительность определяется как минимальный уровень мощности радиосигнала на входе РПрУ при которой на входе детектора обеспечивается отношение сигнал/шум равное *единице*. Пороговая чувствительность отображает свойства только радиотракта (линейной части РПрУ).

ВЦ вместе с усилителем сигналов радиочастоты называют *преселектором*, и они *обеспечивают селективность по побочным каналам и общую предварительную фильтрацию помех*.

Входные цепи классифицируют по следующим основным признакам.

1. По диапазону рабочих частот и способу перестройки:

- с плавной перестройкой – в случае приема сигналов на любой из частот в диапазоне от $f_{\min}$ до $f_{\max}$;
- с дискретной перестройкой – при приёме сигналов на нескольких $f_1, f_2 \dots f_n$ фиксированных частотах в заданном диапазоне.

Также диапазон рабочих частот может быть разбит на поддиапазоны.

2. По виду избирательной системы:

- с одним резонансным контуром;
- с двумя и более резонансными контурами;
- со специальными полосковыми фильтрами.

3. По виду связи избирательной системы с антенной или антенным фидером (рисунок 3):

- а) емкостная (внешнеемкостная и внутриемкостная);
- б) трансформаторная;
- в) автотрансформаторная;
- г) комбинированная.

По виду связи избирательной системы с первым каскадом радиоприемника:

- а) с полным включением;
- б) автотрансформаторная;
- в) трансформаторная;
- г) через емкостный делитель.

Для улучшения избирательности можно увеличить число контуров во входном устройстве, но тогда ухудшается чувствительность приемника. При комбинировании видов избирательной системы, ее связи с антенной и с первым каскадом приемника можно получить большое количество видов входной цепи.

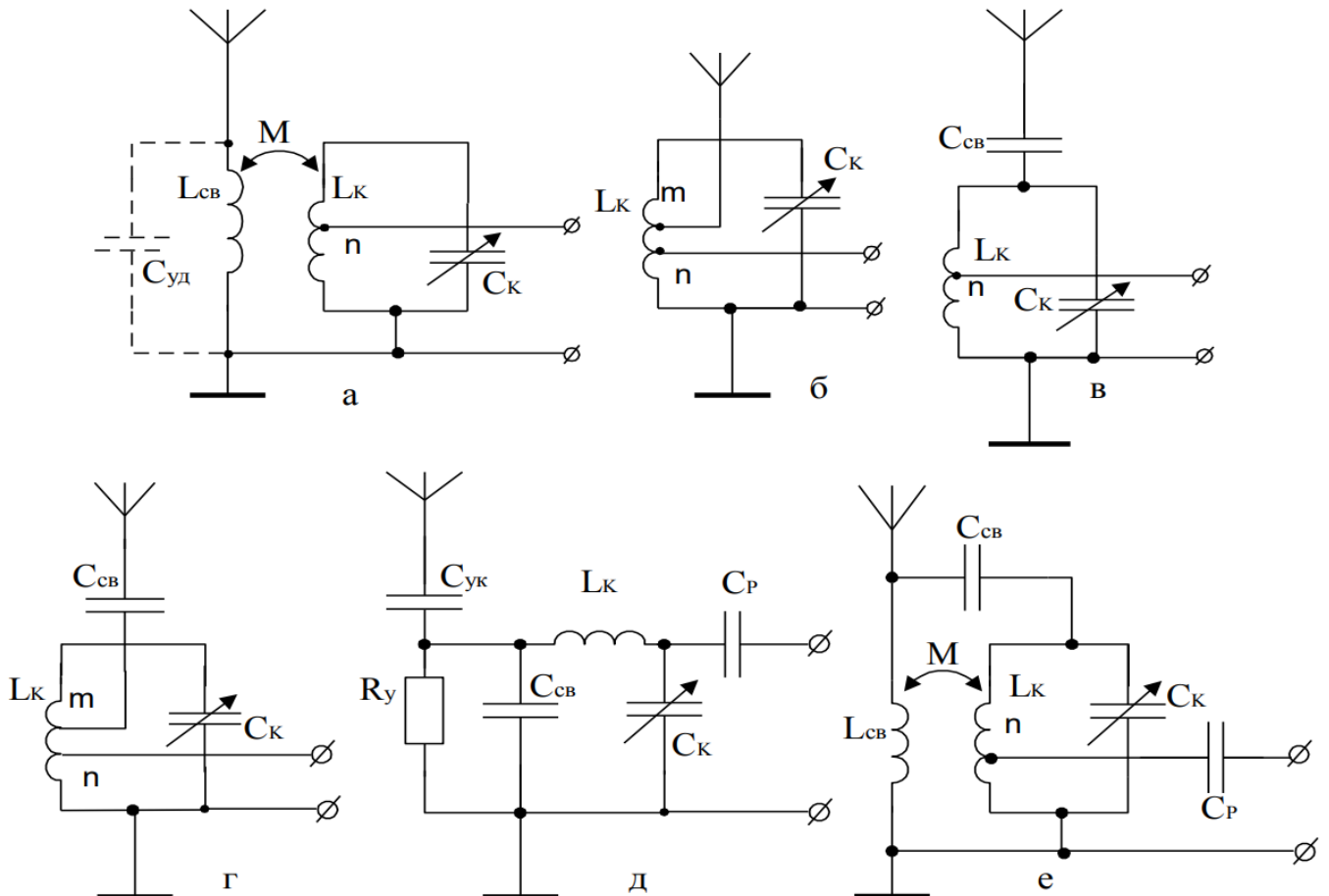


Рисунок 3 – Схемы подключения ВЦ к антенне: трансформаторная (а); автотрансформаторная (б); внешнеемкостная (в, г); внутриемкостная (д); комбинированная (е)

Наиболее распространена трансформаторная связь (рисунок 3, а), которая может работать в режимах удлинения и укорочения. В этой схеме энергия из антенной цепи через контур связи L_{cb} подается на контур $L_k C_k$, перестраиваемый путем изменения емкости C_k .

Степень связи антенны с контуром зависит от коэффициента взаимоиндуктивности M , который равен:

$$M = K \sqrt{L_{cb} L_k} \quad (7)$$

Для простейших однослойных катушек коэффициент связи $K \leq 0,4 \dots 0,5$, для многослойных – $K \leq 0,6 \dots 0,8$.

Эквивалентная схема трансформаторной связи показана на рисунке 4, где R_a , L_a , C_a – сопротивление, индуктивность и ёмкость антенны.

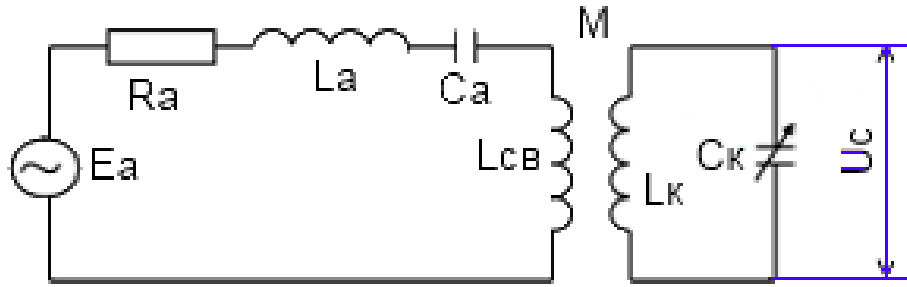


Рисунок 4 – Эквивалентная схема трансформаторной связи

Индуктивностью антенны L_a , которая намного меньше L_{CB} , можно пренебречь.

Антенный контур настроен на определенную фиксированную частоту:

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CB}C_a}}. \quad (8)$$

Частота входного контура равна:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}} \quad (9)$$

и с помощью конденсатора переменной емкости может меняться в пределах от $f_{\min}$ до $f_{\max}$.

Коэффициент передачи напряжения при индуктивной связи равен:

$$K_0 = U_C / E_a. \quad (10)$$

Напряжение U_C при резонансе, которое поступает с выхода контура на вход первого каскада приемника, будет равно:

$$U_C = U \cdot Q, \quad (11)$$

где Q – добротность контура;

U – напряжение эквивалентного генератора, включенного в контурную цепь при отключенной нагрузке. Оно находится по формуле:

$$U = E_a \frac{\omega M}{Z_a} \quad (12)$$

где $Z_a = \sqrt{R_a^2 + \left(\omega L_{CB} - \frac{1}{\omega C_a} \right)^2}$ – полное сопротивление антенной цепи.

Так как активное сопротивление антенны R_a намного меньше реактивного Z_a , то им можно пренебречь:

$$Z_a = \omega L_{CB} - \frac{1}{\omega C_a}. \quad (13)$$

Теперь:

$$U = \frac{E_a \cdot \omega \cdot M}{\omega L_{CB} - \frac{1}{\omega C_a}} = \frac{E_a \cdot \omega \cdot M}{\omega L_{CB} \left(1 - \frac{1}{L_{CB} \cdot C_a \cdot \omega^2} \right)} \quad (14)$$

Учитывая, что $1/L_{CB}C_a = \omega_a^2$, упрощаем выражение:

$$U = \frac{E_a \cdot M}{L_{CB} \left(1 - \frac{\omega_a^2}{\omega^2} \right)} \quad (15)$$

Переведя значения угловых частот в частоты колебаний контуров – $\omega_a = 2\pi f_a$, $\omega = 2\pi f$, а так же раскроем коэффициент взаимоиндуктивности M из формулы (7), получим выражение коэффициента передачи напряжения входной цепи:

$$K_0 = \frac{U_c}{E_a} = \frac{E_a \cdot K \cdot Q}{E_a \left(1 - \frac{f_a^2}{f^2} \right)} \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}} = \frac{K \cdot Q}{1 - \frac{f_a^2}{f^2}} \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}} \quad (16)$$

Если в диапазоне частот добротность контура Q , индуктивности L_K , L_{CB} и коэффициент связи K считать постоянными, то коэффициент передачи напряжения K_0 будет зависеть только от соотношения частот f_a/f .

На рисунке 5 показаны графики зависимости K_0 от изменения частоты. Нижняя ось абсцисс показывает частоты, а верхняя – длину волн диапазона и резонанса входного контура. Т.к. длина волны обратно пропорциональна частоте ($\lambda = c/f$, где c – скорость света), то $f_{\min} = \lambda_{\max}$, а $f_{\max} = \lambda_{\min}$.

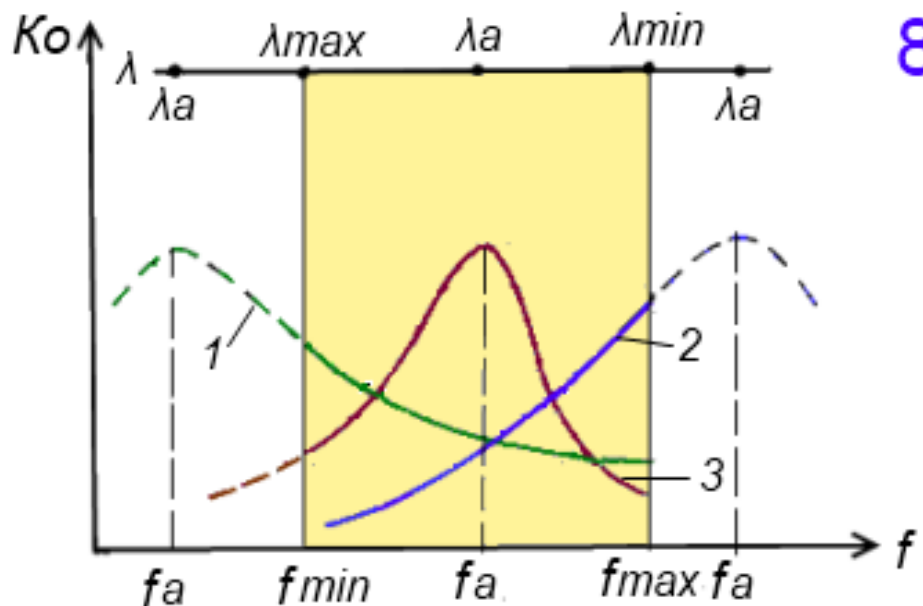


Рисунок 5 – График зависимости K_0 от изменения частот

Кривая 1 соответствует случаю работы на так называемой **удлиненной антенне**, когда $f_a < f_{min}$ ($\lambda_a > \lambda_{max}$) – резонансная частота антенной цепи меньше минимальной частоты настройки контура. При этом коэффициент передачи определяется плавно спадающим участком кривой и по диапазону остается почти неизменным.

Кривая 2 – пример работы **укороченной антенны**, когда $f_a > f_{max}$ ($\lambda_a < \lambda_{min}$) и K_0 в диапазоне настройки характеризуется крутым восходящим участком резонансной кривой, что приводит к значительному изменению его величины по диапазону.

В том случае, когда частота антенного контура находится в диапазоне настройки ($f_{min} < f_a < f_{max}$) коэффициент передачи напряжения неравномерен: вначале растет, а затем падает (кривая 3) и поэтому этот случай не используется на практике.

Автотрансформаторную связь обычно применяют при работе от штыревых антенн (рисунок 3, б).

Внешнеемкостная связь (рисунок 3, в и г) может иметь достаточно высокий коэффициент передачи, но обладает значительной неравномерностью $K_{ВЦ}$ по диапазону, поэтому предпочтительна для растянутых диапазонов, а также для ВЦ с индуктивной настройкой. Рассмотрим её более подробно.

Сама антенна имеет определенные параметры индуктивности L_a , емкости C_a и активного сопротивления R_a , показанные на эквивалентной схеме входной цепи с емкостной связью, которые под действием разных

причин могут меняться и, соответственно, влиять на резонанс входного контура и понижению его избирательности (рисунок 6).

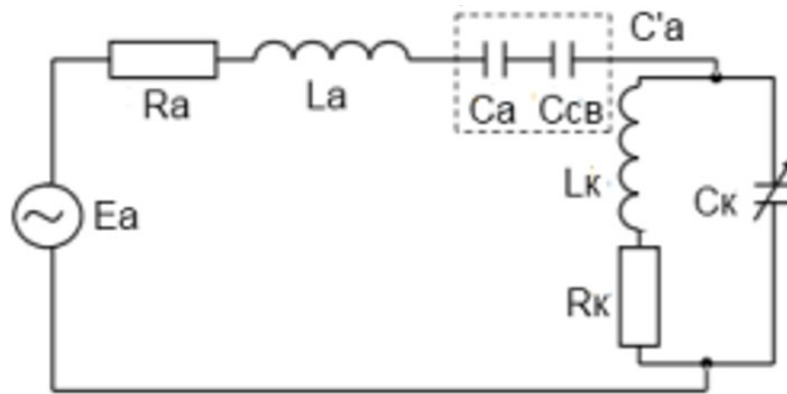


Рисунок 6 – Эквивалентная схема емкостной связи: R_k – активное сопротивление контура, а E_a – генератор переменного напряжения равного э.д.с., наведенной радиосигналом на антенне.

По эквивалентной схеме получается, что емкости C_a и $C_{св}$ включены последовательно и, поэтому общая емкость C'_a , которая вносится во входной контур, равна:

$$C'_a = (C_a \cdot C_{св}) / (C_a + C_{св}). \quad (17)$$

Общая емкость уменьшилась и, значит, увеличилось ёмкостное сопротивление, которое на много больше сопротивлений L_a и R_a . Поэтому ими можно пренебречь и тогда эквивалентную схему можно изобразить, как на рисунке 7, а.

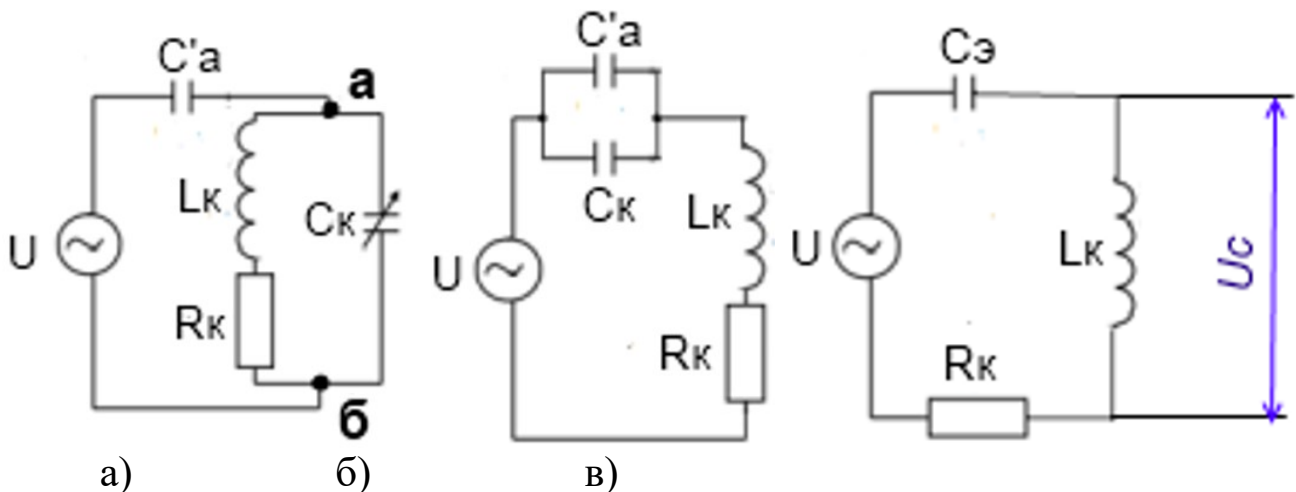


Рисунок 7 – Упрощённые эквивалентные схемы емкостной связи

Если точки «а» и «б» будут как клеммы четырехполюсника, а внутреннее сопротивление E_a равно нулю, то тогда эквивалентная схема

примет вид как на рисунке 7, б. Так как C'_a и C_k соединены параллельно, то общая емкость равна:

$$C_3 = C'_a + C_k. \quad (18)$$

Тогда эквивалентная схема будет схемой последовательного резонансного контура (рисунок 7, в), по которой найдем основные свойства входной цепи.

Определим коэффициент передачи входной цепи по напряжению:

$$K_0 = U_c / E_a. \quad (19)$$

Так как при резонансе напряжение на катушке равно напряжению на конденсаторе, значит отношение напряжения на конденсаторе к напряжению источника напряжения тоже будет равно добротности:

$$U_c / U = Q, \quad (20)$$

отсюда

$$U_c = U \cdot Q. \quad (21)$$

Напряжение U , снимаемое с C_k , определяется соотношением:

$$U = E_a \cdot (C'_a / C_3). \quad (22)$$

Подставим формулу (22) в выражение (21) получаем

$$U_c = E_a \cdot (C'_a / C_3) \cdot Q. \quad (23)$$

Из всего этого определяем коэффициент передачи напряжения:

$$K_0 = U_c / E_a = Q(C'_a / C_3). \quad (24)$$

Соотношение C'_a / C_3 всегда будет меньше единицы, т.к. емкость C'_a только часть C_3 , поэтому и K_0 тоже будет всегда меньше добротности контура. Это объясняется неполной передачей энергии из антенны в контур из-за наличия $C_{св}$. И выбирать $C_{св}$ большим C_a не рационально, т.к. при увеличении $C_{св}$ будет увеличиваться емкость антенны C'_a (формула 17), что приведет к увеличению общей емкости C_3 (формула 18)

$$C_{св} \ll C_a. \quad (25)$$

Тогда из формулы (17) получаем равенство:

$$C'_a \approx C_{св}. \quad (26)$$

Выбирать емкость $C_{св}$ слишком малой тоже нецелесообразно, т.к. резко уменьшается коэффициент K_0 . Поэтому берут $C_{св} \approx 10 \text{ пФ}$.

В рассмотренном случае, для простоты расчета, не учитывалось влияния активного сопротивления антенны R_a на входной контур, хотя оно понижает добротность и K_0 . А сейчас рассмотрим, как изменяется K_0 по диапазону во входном контуре при емкостной связи с антенной.

Если в формулу (24) внести выражения (18), (25), (26), то она примет следующий вид:

$$K_0 = Q(C'_a / C_3) = Q(C_{св} / (C'_a + C_k)) = Q(C_{св} / (C_{св} + C_k)). \quad (27)$$

В знаменателе $C_{св}$, из-за малого значения по сравнению с C_k , можно пренебречь. Тогда:

$$K_0 = Q(C_{св} / C_k). \quad (28)$$

Перестройка входного контура выполняется изменением емкости переменного конденсатора C_k . А ёмкость C_k при резонансе контура равна:

$$C_k = 1/\omega^2 \cdot L_k. \quad (29)$$

Отсюда

$$K_0 = Q \cdot C_{св} \cdot \omega^2 \cdot L_k. \quad (30)$$

Так как $C_{св}$ и L_k не зависят от частоты, а добротность контура $Q = \omega \cdot L_k / R'_k$ по диапазону почти не изменяется, потому, что с ростом частоты увеличивается сопротивление потерь R'_k из-за вносимых сопротивлений антенны и первого каскада.

Следовательно, *коэффициент передачи по напряжению входной цепи при емкостной связи антенны с входным контуром изменяется обратно пропорционально емкости контурного конденсатора (28) и обратно пропорционально квадрату частоты (30).*

Из графика этой зависимости на рисунке 8 видно, что в начале диапазона K_0 мал, а в конце диапазона – велик.

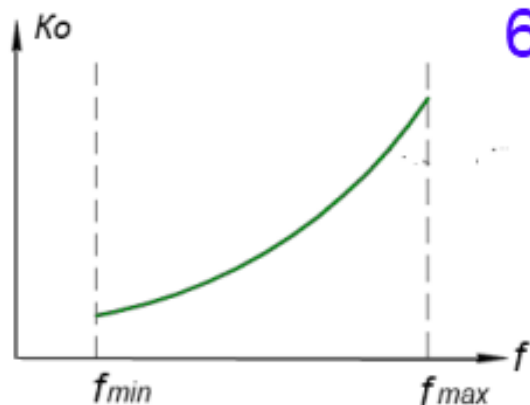


Рисунок 8 – Частотная зависимость коэффициента передачи по напряжению входной цепи при емкостной связи

Это обстоятельство является *недостатком входной цепи с емкостной связью с антенной*, и такая цепь используется лишь в простых приемниках, в основном, с фиксированной настройкой.

Внутриемкостная связь (рисунок 3, д) применяется при антеннах с малой емкостью и позволяет реализовать достаточно постоянный коэффициент передачи ВЦ по диапазону. Для получения большего постоянства коэффициента передачи применяют «укорачивающий конденсатор» $C_{ук}$.

Комбинированная связь (трансформаторная и емкостная, рисунок 3, е) обеспечивает высокое значение K_0 , малую неравномерность K_0 по диапазону, однако хуже ослабляются высокочастотные побочные каналы. В этой схеме применяется индуктивная связь через катушку $L_{св}$ и емкостная – через конденсатор связи $C_{св}$. Частота антенной цепи берется ниже f_{min} настройки контура (режим удлиненной антенны). В результате одновременного воздействия обеих видов связи K_0 удастся получить большим и довольно таки постоянным по диапазону

Подключение к ВЦ нагрузки, как и антенны, приводит к ухудшению селективности ВЦ, уменьшению коэффициента передачи, некоторой расстройке. Для уменьшения влияния нагрузки на характеристики ВЦ следует выбрать связь между контуром и нагрузкой слабо, (мало) зависящей от частоты, либо с противоположным характером зависимости по отношению к антенне.

Возможны следующие виды связи ВЦ с нагрузкой: а – трансформаторная, б – автотрансформаторная, в – внутриемкостная, г – комбинированная (трансформаторная и внутриемкостная) (рисунок 9).

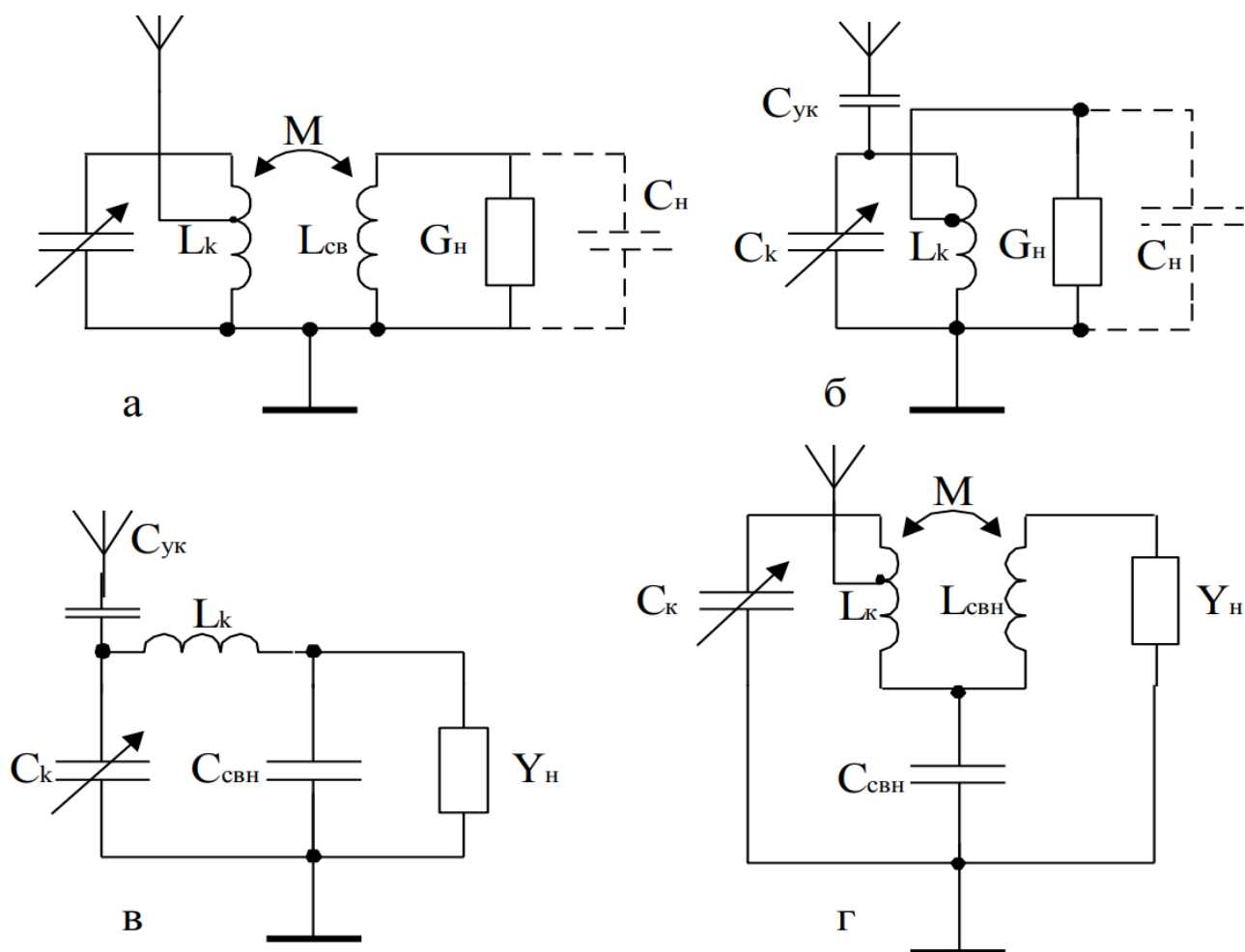


Рисунок 9 – Схемы подключения ВЦ к нагрузке

В схемах на рисунке 9, а и б – достаточно постоянный $K_0(f)$, недостаток – паразитный контур $L_{CB}C_H$. В схеме на рисунке 9, в – нет паразитных контуров, но $K_0(f)$ убывает с ростом частоты. Схему на рисунке 9, г – применяют при высоких требованиях к постоянству параметров. На СВЧ применяют ВЦ с контурами на распределенных элементах.

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim входную цепь радиоприемного устройства с емкостной связью. Соберите схему, представленную на рисунке 10.

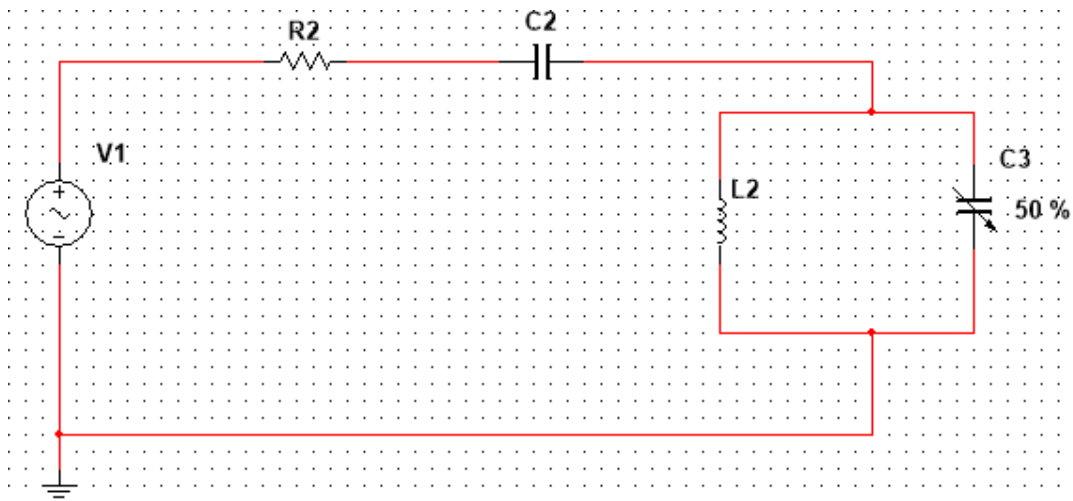


Рисунок 10 – Схема связи емкостной цепи с антенной

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U, В$	3	4	5	3	4	5	3	4	5	4
$f_p, кГц$	144	150	160	170	180	190	200	220	240	260
$R2, кОм$	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
$C2, пФ$	10					12				
Q	40					50				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U, В$	2	6	8	4	3	2	6	8	4	3
$f_p, кГц$	270	280	300	310	320	330	340	350	360	370
$R2, кОм$	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
$C2, пФ$	15					14				

Q	50					40				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U, В	2	3	4	5	8	2	4	6	8	4
f _p , кГц	315	360	330	390	400	380	410	405	350	415
R2, кОм	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
C2, пФ	11					13				
Q	45					50				

Рассчитайте параметры входной цепи радиоприемного устройства с емкостной связью, настроенной на поддиапазон ДВ:

1. Рассчитайте полное сопротивление антенной цепи по формуле:

$$Z_a = \sqrt{R_a^2 + X_C^2}, \text{ где } X_C = \frac{1}{2\pi f_p C_a}.$$

2. Рассчитайте индуктивность колебательного контура по формуле:

$$L_K = \frac{Z_a}{Q \cdot 2\pi f_p}.$$

3. Рассчитайте ёмкость колебательного контура, исходя из выражения:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K \cdot C_K}}.$$

Результаты расчетов занести в таблицу 2. Таблицу приведите в отчёте.

Таблица 2 – Результаты расчётов параметров входной цепи

№ вар.	X_C , Ом	Z_a , Ом	L_K , Гн	C_K , Ф

Задайте рассчитанные значения параметров на схеме в Multisim.

В Multisim предусмотрено множество режимов анализа данных эмуляции, от простых до самых сложных. Основные виды анализа:

1. **АС – анализ цепи на переменном токе.** Анализ цепей на переменном токе заключается в построении частотных характеристик.

2. **Фурье анализ.** Используется для построения спектра сигналов, измерения коэффициента нелинейных искажений.

Чтобы начать анализ, выберите пункт меню **Simulate\Analyses (Моделирование/Анализы и моделирование)** и выберите требуемый режим.

Для построения частотной характеристики необходимо во вкладке **Frequency parameters / Параметры частоты** выбрать начальную частоту, конечную частоту, количество точек на декаду и масштаб (линейный, логарифмический и др.) (рисунок 11).

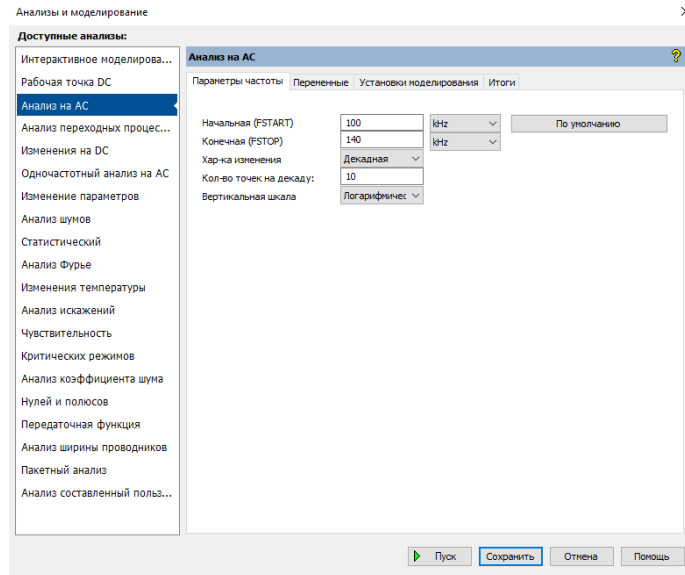


Рисунок 11 – Вкладка «Параметры частоты» анализа цепи на переменном токе

Затем во вкладке «**Переменные**» необходимо выбрать точку схемы, в которой будет строиться характеристика и нажать кнопку «**Добавить**» (рисунок 12).

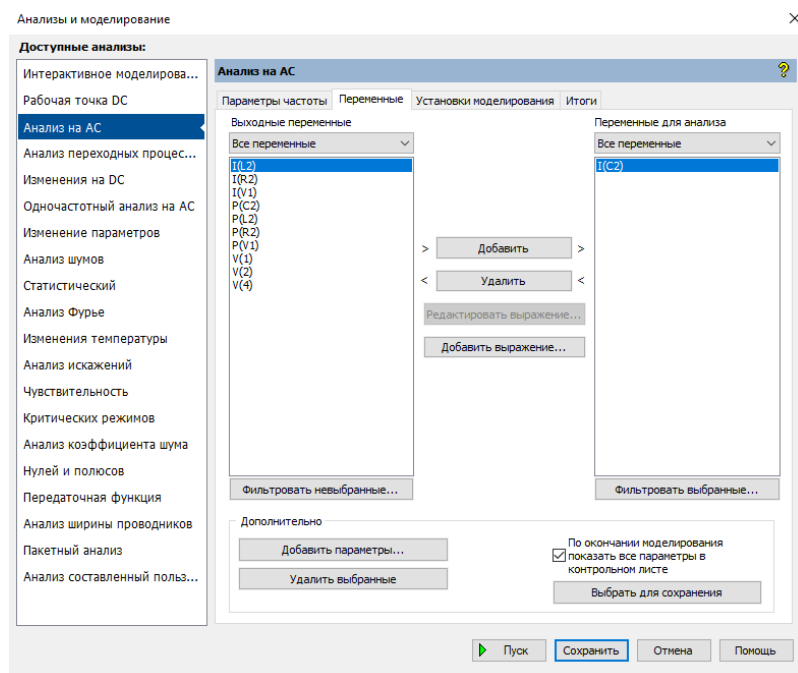


Рисунок 12 – Выбор переменных для анализа

Постройте резонансную характеристику входной цепи. Пример показан на рисунке 13.

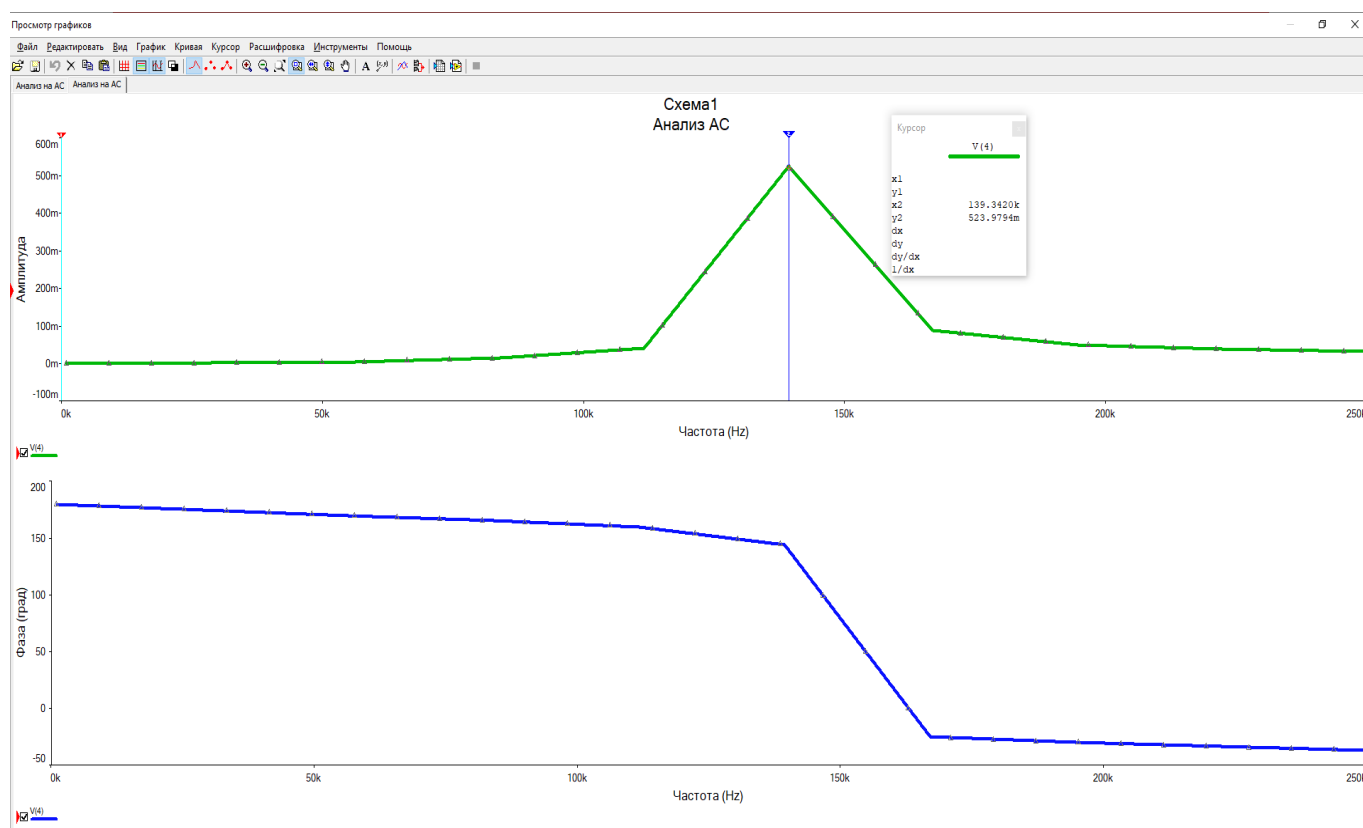


Рисунок 13 – Пример резонансной характеристики входной цепи при $f_p=139,342$ кГц

По полученной характеристике определите:

- максимальный коэффициент передачи $K_{\max}$;
- полосу пропускания по уровню 0,707;
- коэффициент прямоугольности $k_{\Pi\sigma}$, степень близости реальной характеристики к идеальной:

$$k_{\Pi\sigma} = \frac{\Pi_{\sigma}}{\Pi_{0,707}},$$

где $\Pi_{0,707}$ – полоса пропускания на уровне 0,707;

Π_{σ} – полоса пропускания при ослаблении $\sigma=0,1 \cdot K_{\max}$.

Необходимо отметить, что для идеальной характеристики $k_{\Pi\sigma}=1$, а для реальной $k_{\Pi\sigma}>1$.

Приведите в отчёте скриншоты определения Π_{σ} и $\Pi_{0,707}$ и расчёты значения $k_{\Pi\sigma}$.

Задание 2. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim входную цепь радиоприемного устройства с трансформаторной связью. Соберите схему, представленную на рисунке 14.

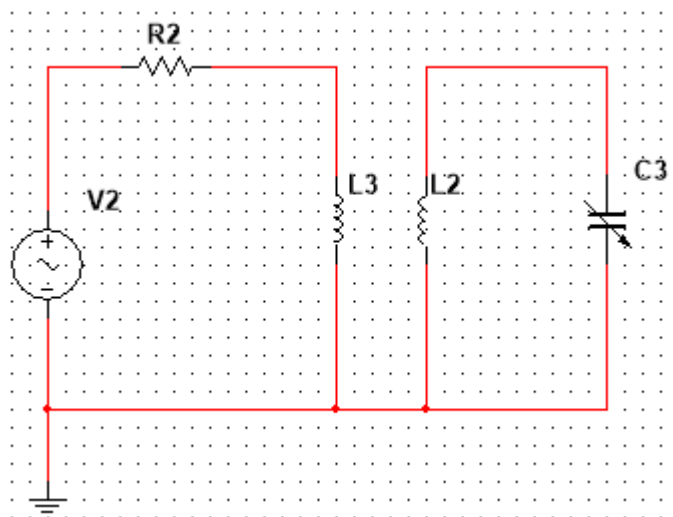


Рисунок 14 – Схема связи трансформаторной входной цепи с антенной

Исходные данные, представлены в таблице 3. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 3 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U, В$	3	4	5	3	4	5	3	4	5	4
$f_p, кГц$	550	560	570	580	590	600	610	630	640	650
$R2, кОм$	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
$L3, мГн$	25					30				
Q	40					50				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U, В$	2	6	8	4	3	2	6	8	4	3
$f_p, кГц$	620	660	670	680	690	700	710	570	630	740
$R2, кОм$	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
$L3, мГн$	10					5				
Q	50					40				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$U, В$	2	3	4	5	8	2	4	6	8	4
$f_p, кГц$	720	630	670	730	740	750	690	580	610	710
$R2, кОм$	50	45	40	45	50	45	40	45	50	60
$L3, мГн$	15					20				
Q	45					50				

Рассчитайте параметры входной цепи радиоприемного устройства с трансформаторной связью, настроенной на поддиапазон СВ, согласно

формулам (7)-(16) данных методических указаний. **Результаты расчётов представьте в отчёте!**

Коэффициент взаимоиндуктивности M , отражающий степень связи антенны с контуром, принять равным 0,7!!!

Постройте резонансную характеристику входной цепи. По полученной характеристике определите:

- максимальный коэффициент передачи $K_{\max}$;
- полосу пропускания по уровню 0,707;
- коэффициент прямоугольности $k_{\text{пр}}$.

Приведите в отчёте скриншоты определения P_{σ} и $P_{0,707}$ и расчёты значения $k_{\text{пр}}$.

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о характеристиках входных цепей с емкостной и трансформаторной связью. Поясните, какой тип входной цепи целесообразно использовать для тех или иных устройств приёма и обработки сигналов.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;

- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;
- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответствующую численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Для чего используются входные цепи в устройствах приёма и обработки сигналов?
2. Перечислите основные параметры и характеристики входных цепей.
3. Изобразите структурную схему входной цепи.
4. Приведите классификацию входных цепей.
5. Что называется избирательностью радиоприёмника?
6. По каким характеристикам сигналов может осуществляться избирательность в радиоприёмнике?
7. Изобразите схемы связи входной цепи с антенной.
8. Изобразите схемы связи входной цепи с первым каскадом.
9. В чём заключаются преимущества и недостатки входной цепи с емкостной связью?
10. В чём заключаются преимущества и недостатки входной цепи с трансформаторной связью?

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

4 балла (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

3 балла (или оценка «**хорошо**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

2 балла (или оценка «**удовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-1 балл (или оценка «**неудовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №2

ИЗУЧЕНИЕ ПРИНЦИПОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

1 Цель работы

– изучение особенностей построения и функционирования усилителей радиочастоты радиоприёмных устройств, исследование основных свойств резонансного усилителя радиочастоты с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Усилители радиочастоты (УРЧ) осуществляют усиление радиосигнала на его несущей частоте и обеспечивают необходимые избирательные свойства приёмника. УРЧ относятся к классу **резонансных** (или **полосовых**) усилителей, в которых нагрузками **усилительных элементов (транзисторов)** являются **колебательные контуры**, либо настроенные на какую-то фиксированную рабочую частоту УРЧ, либо перестраиваемые в каком-то интервале частот в диапазонных УРЧ. **Перестройка резонансных частот контуров чаще всего производится изменением емкости конденсаторов** – элементов колебательных контуров.

УРЧ выполняют в приёмнике важнейшие функции:

1. УРЧ должны обеспечить усиление принимаемых радиосигналов при незначительном добавлении собственных шумов. Этим самым улучшается реальная чувствительность приёмника. Для её улучшения

необходимо на входе приёмника использовать каскады, обладающие малыми собственными шумами и возможно большим коэффициентом усиления по мощности.

2. УРЧ совместно с входными цепями обеспечивают избирательность по внеполосным каналам приёма и защиту цепи антенны от проникновения сигнала собственного гетеродина, который может создать помеху соседним радиоприёмным устройствам.

К числу основных параметров и свойств усилителей относятся следующие характеристики УРЧ:

- **резонансный коэффициент усиления;**
- **селективность;**
- **коэффициент шума,**
- **искажения сигнала и устойчивость** (способность усилителя сохранять в процессе эксплуатации основные свойства и характеристики).

3.1 Принцип работы биполярного транзистора

Биполярный транзистор – полупроводниковый прибор, состоящий из двух p - n переходов и имеющий три вывода. Биполярный транзистор (далее просто транзистор) состоит из трёх чередующихся областей полупроводников, имеющих проводимость p и n типов (рисунок 1).

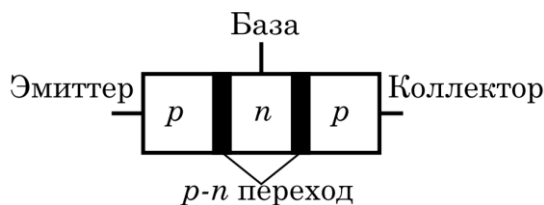


Рисунок 1 – Упрощённая структура биполярного транзистора

В зависимости от их расположения различают транзисторы p - n - p и n - p - n типов. Условные графические обозначения (УГО) транзисторов обоих типов приведены на рисунке 2.

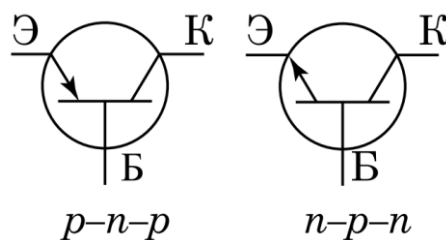


Рисунок 2 – УГО транзистора

Выводы транзистора называются: Э – эмиттер, Б – база и К – коллектор. Направление стрелки указывает положение области с проводимостью n типа.

Рассмотрим принцип действия транзистора (рисунок 3).

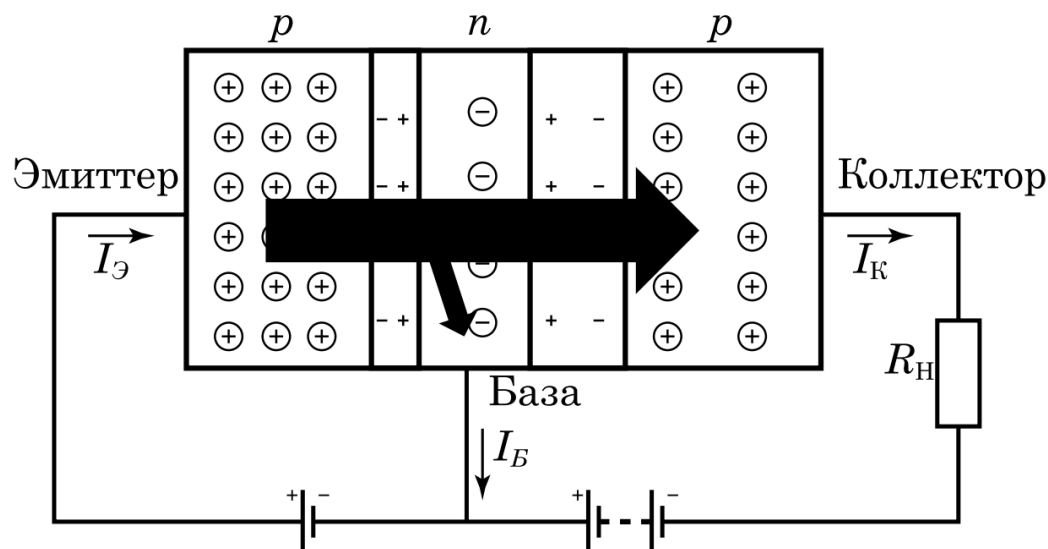


Рисунок 3 – Принцип действия биполярного транзистора

Переход эмиттер–база включается в прямом направлении, в результате основные носители заряда попадают в базу и создают ток базы I_B . Концентрация основных носителей заряда в базе значительно меньше, чем в эмиттере и коллекторе, поэтому в базе рекомбинирует (**рекомбинация – процесс замещения электронами дырок, в результате чего исчезает пара носителей заряда «электрон–дырка» исчезает, сопровождается выделением энергии в виде фотона**) малая часть зарядов из эмиттера, кроме того, база выполняется достаточно узкой и основное количество зарядов, попавшее в базу из эмиттера, уже имея достаточно высокую скорость и получая дополнительное ускорение от поля перехода база–коллектор, пролетает в коллектор, создавая ток коллектора I_K , значительно превышающий ток базы I_B .

Описанные физические процессы обеспечиваются конструктивными особенностями исполнения биполярных транзисторов:

1. База выполняется слаболегированной (т. е. количество основных носителей зарядов в ней значительно меньше чем в коллекторе и эмиттере);
2. База выполняется достаточно узкой;
3. Эмиттер выполняется сильнолегированным (т.е. количество основных носителей зарядов в нём значительно больше чем в коллекторе и базе).

3.2 Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

В зависимости от того, какой вывод транзистора подключен одновременно ко входу и выходу схемы, различают три схемы включения транзистора – с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Наиболее широкое применение нашла схема с общим эмиттером (рисунок 4).

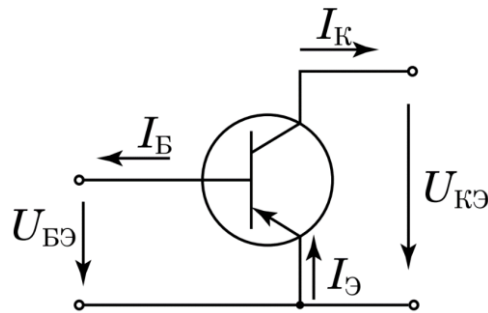


Рисунок 4 – Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

Работа транзистора характеризуется семействами входных и выходных характеристик (рисунок 5).

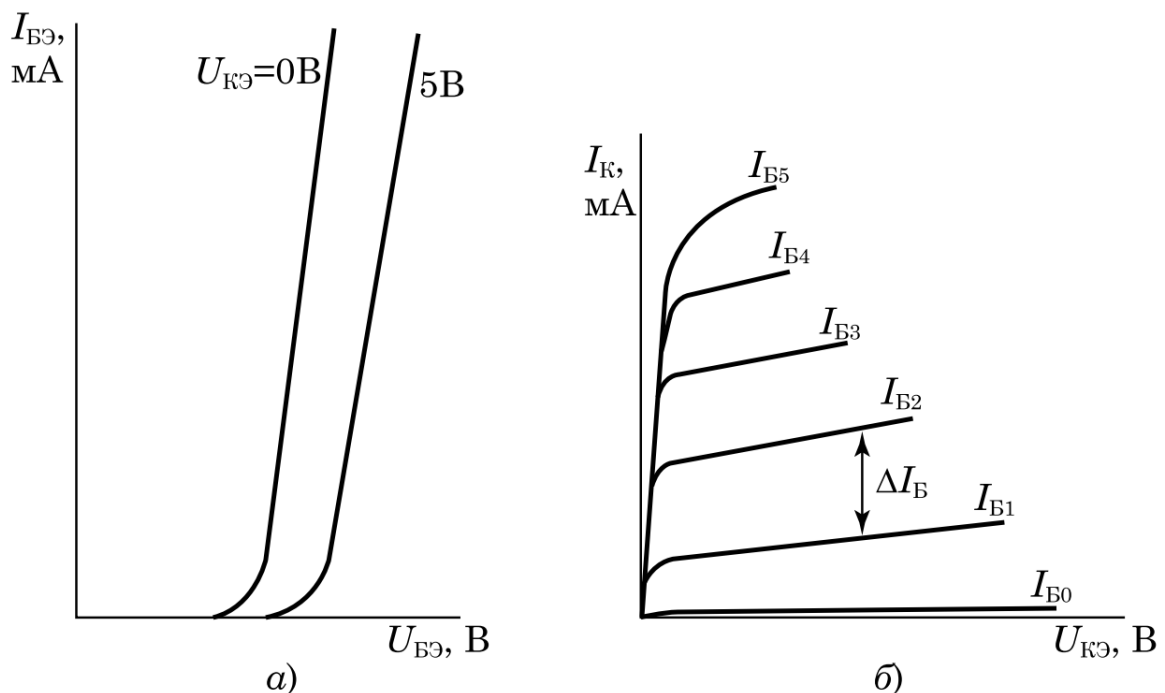


Рисунок 5 – Характеристики транзистора а – входные, б – выходные

Входные характеристики (рисунок 5, а) показывают зависимость тока базы ($I_{Б}$) от напряжения между базой и эмиттером ($U_{БЭ}$), при постоянном напряжении, приложенному к коллектору ($U_{КЭ}$). Входные характеристики слабо зависят от напряжения на коллекторе, поэтому

обычно приводят две зависимости (например, приводятся входные характеристики транзисторов при $U_{КЭ}=0$ и 5 В).

Выходные характеристики (рисунок 5, б) показывают зависимость тока коллектора (I_K) от напряжения между коллектором и эмиттером ($U_{КЭ}$), при постоянном значении тока базы (I_B). Выходные характеристики приводятся для достаточно большого (5 и более) значений тока базы (I_{B1} , I_{B2} , I_{B3} , и т.д.), различающихся на фиксированное значение ΔI_B .

3.3 Схема замещения биполярного транзистора. Транзистор как четырёхполюсник

Транзистор является весьма сложным прибором и не может быть полностью описан одной – двумя величинами (как, например, резистор или конденсатор), характеризующие его зависимости (например, приведённые на рисунке 5) имеют сложный и нелинейный характер, поэтому для транзистора применяют различные **схемы замещения** – математические модели, характеризующие некоторые его свойства с заданной точностью и в определённых пределах.

Для транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером, работающим в **малосигнальном (линейном) режиме (амплитуды переменных составляющих входных сигналов не выходят за пределы линейного участка характеристики)**, наибольшее распространение получила схема замещения, приведённая на рисунке 6.

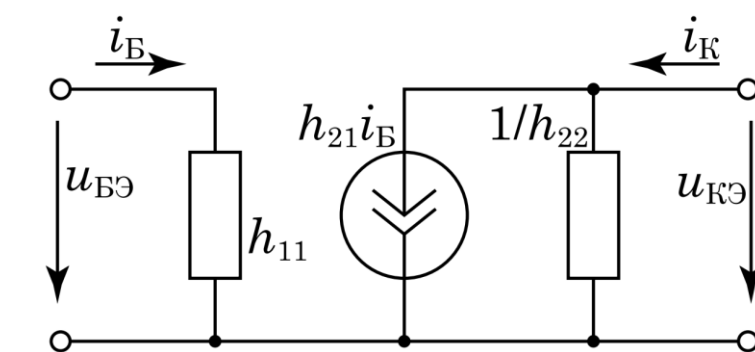


Рисунок 6 – Схема замещения транзистора

На данной схеме транзистор характеризуется h -параметрами линейного **четырёхполюсника** – электрической схемы, имеющей два входных и два выходных контакта.

Рассматривая работу усилительного каскада в малосигнальном (линейном) режиме, можем представить транзистор в виде активного линейного четырёхполюсника, который характеризуется входными (U_1 , I_1)

и выходными (U_2 , I_2) напряжениями и токами. Для их расчёта используется система линейных уравнений, в которых два тока или напряжения являются известными, а два других – неизвестными. Известные и неизвестные величины связываются коэффициентами, которые называются параметрами четырёхполюсника. Для расчёта усилителей применяются z (имеют размерность сопротивления), y (размерность проводимости) и h (смешанная размерность) параметры.

При расчёте усилителей с общим эмиттером наибольшее распространение получили h -параметры, связывающие токи и напряжения с помощью следующей системы линейных уравнений:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2$$

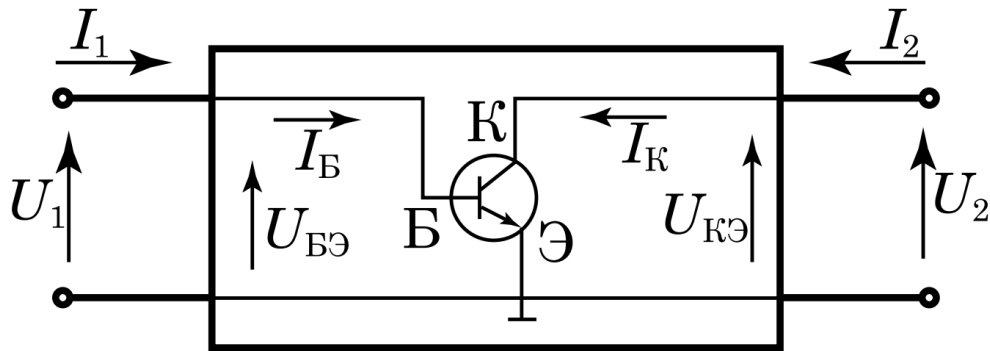


Рисунок 7 – Представление транзистора, включённого по схеме с ОЭ, в виде четырёхполюсника

В соответствии с рисунком 7 и учитывая, что для усилителя входными и выходными сигналами являются приращения соответствующих токов и напряжений, запишем эту систему уравнений в следующем виде:

$$\Delta I_{БЭ} = h_{11}\Delta I_Б + h_{12}\Delta U_{КЭ}$$

$$\Delta I_К = h_{21}\Delta I_Б + h_{22}\Delta U_{КЭ}$$

Приравнявая к нулю $\Delta I_Б$ (режим холостого хода на входе) и $\Delta U_{КЭ}$ (режим короткого замыкания на выходе), можем рассчитать h -параметры:

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}}, \text{ при } \Delta I_Б = 0, \quad h_{22} = \frac{\Delta I_К}{\Delta U_{КЭ}}, \text{ при } \Delta I_Б = 0$$

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_Б}, \text{ при } \Delta U_{КЭ} = 0, \quad h_{21} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б}, \text{ при } \Delta U_{КЭ} = 0$$

Следует отметить, что если изменение величины равно нулю, то эта величина не изменяется т.е. h_{12} и h_{22} рассчитываются при постоянном

значении тока базы ($I_B = \text{const}$) а h_{11} и h_{21} при постоянном значении напряжения на коллекторе ($U_{КЭ} = \text{const}$).

Физический смысл h -параметров следующий:

$h_{11} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B}$, при $U_{КЭ} = \text{const}$ – **входное сопротивление, при коротком замыкании на выходе;**

$h_{12} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}}$, при $I_B = \text{const}$ – **коэффициент обратной связи по напряжению;**

$h_{21} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}$, при $U_{КЭ} = \text{const}$ – **коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;**

$h_{22} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}}$, при $I_B = \text{const}$ – **выходная проводимость при холостом ходе на входе.**

Помимо h -параметров, для анализа работы транзисторов применяются коэффициенты передачи тока эмиттера ($\alpha = \Delta I_K / \Delta I_E$) и тока базы ($\beta = \Delta I_K / \Delta I_B$).

Значение коэффициента α для современных транзисторов, подключенных по схеме с общим эмиттером, практически равно единице ($\alpha = 0,9 \dots 0,995$), поэтому при анализе схем с ОЭ он не применяется, а используется для схем с общей базой. Намного большее значение при расчёте схем с общим эмиттером имеет коэффициент β , значение которого составляет $\beta = (20 \dots 200)$. При грубых расчётах схем с ОЭ, коэффициент β может использоваться как основной параметр, характеризующих транзистор. В этом случае используется схема замещения, приведённая на рисунке 8.

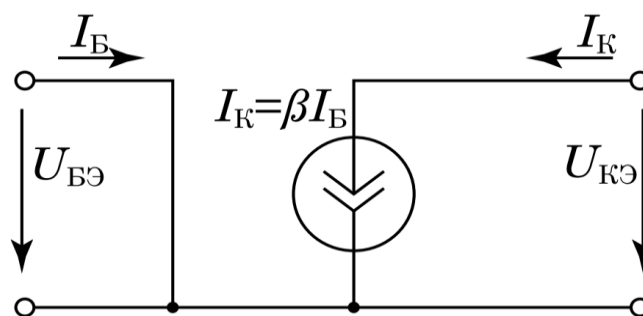


Рисунок 8 – Схема замещения транзистора на базе коэффициента β

Получим h -параметры графоаналитическим методом из входных (h_{11} , h_{12}) и выходных (h_{21} , h_{22}) характеристик транзистора.

При расчёте h -параметров необходимо обратить внимание на то, что каждой точке характеристики соответствуют три величины:

- для входной характеристики – I_B , $U_{БЭ}$ и $U_{КЭ}$;
- для выходной характеристики – I_K , $U_{КЭ}$ и I_B .

Третий параметр, который отсутствует на осях рассматриваемой характеристики, является величиной, для соответствующего значения которой строилась зависимость. Для входных характеристик, обычно, строятся две зависимости $I_B(U_{БЭ})$ для двух значений $U_{КЭ}$ (в основном это 0 и 5 В), для выходных – зависимости $I_K(U_{КЭ})$ для разных значений I_B , различающихся на величину ΔI_B , которая имеется в справочных данных на транзистор.

Следует обратить особое внимание на то, что все параметры рассчитываются на линейных (или близким к линейным) участках входных и выходных характеристик транзистора.

Остановимся на расчёте по входным характеристикам транзистора.

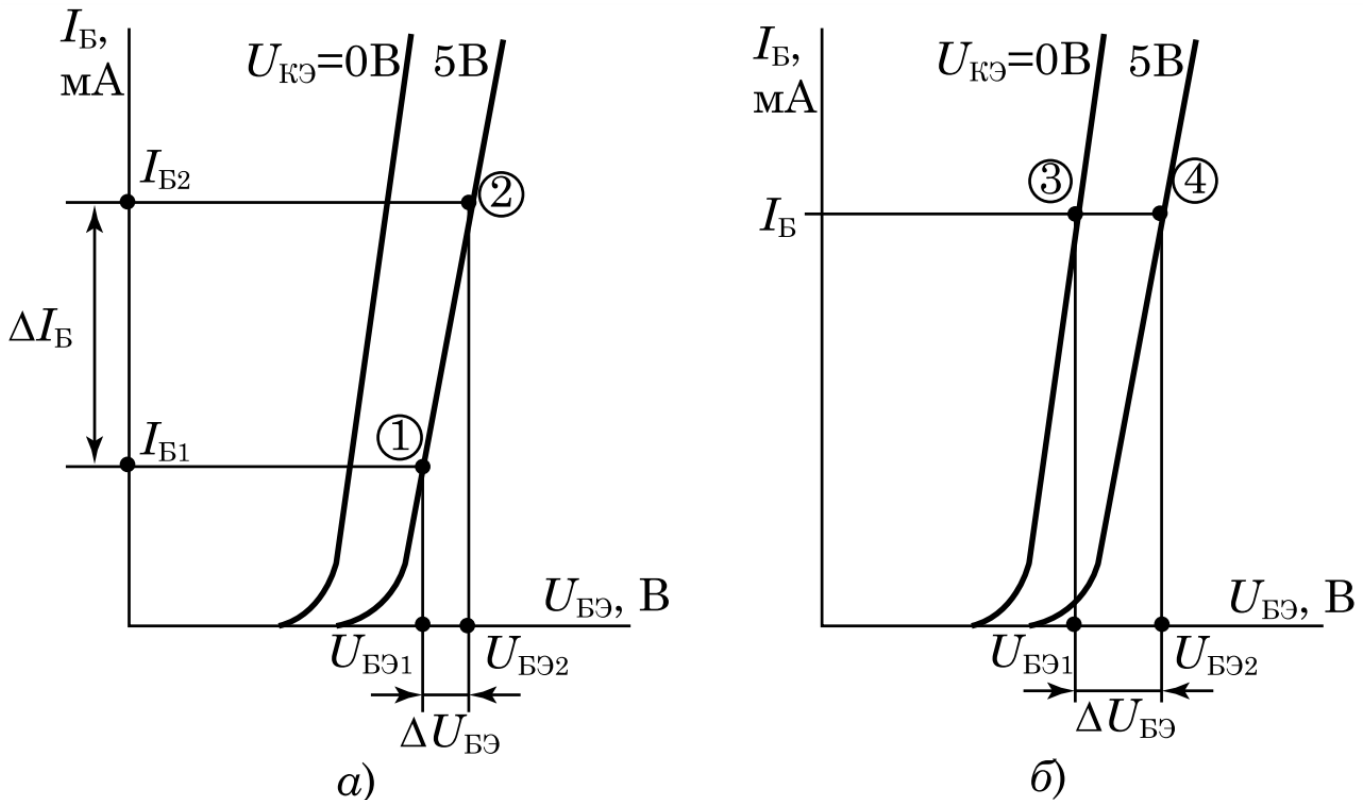


Рисунок 9 – К расчёту h -параметров транзистора а – h_{11} , б – h_{12}

Расчёт параметра h_{11} (рисунок 9, а) производится следующим образом: на одной из имеющихся входных характеристик (соответствующих выбранному напряжению на коллекторе – $U_{КЭ} = \text{const}$) выбирается линейный (или максимально близкий к нему) участок и на нём две точки (точки 1 и 2 на рисунке 9, а). Разность напряжений базы, соответствующих этим точкам, даст нам $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ2} - U_{БЭ1}$, а разность соответствующих значений тока – изменение тока базы $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$.

При расчёте параметра h_{12} (рисунок 9, б), выбирается значение тока базы, для которого необходимо производить расчёт (т.е. обеспечиваем выполнение условия $I_B = \text{const}$), и на двух кривых, построенных для разных значений напряжения коллектора, отмечаем соответствующие этому току точки (точки 3 и 4 на рисунке 9, б). Разность напряжений $U_{БЭ}$, соответствующих этим точкам, даёт изменение напряжения между базой и эмиттером: $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ4} - U_{БЭ3}$.

Величина $\Delta U_{КЭ}$ определяется как разность между напряжениями $U_{КЭ}$, для которых строились входные характеристики (для характеристик, приведённых на рисунке 9, а $\Delta U_{КЭ} = 5 - 0 = 5$ В).

Остановимся на расчёте по выходным характеристикам транзистора.

Для расчёта параметра h_{21} необходимо выбрать значение $U_{КЭ}$ и на кривых, соответствующим двум значениям тока базы, различающихся на ΔI_B отметить соответствующие точки (точки 1 и 2 на рисунок 10, а). Разность значений I_K , соответствующих этим точкам, даст нам значение $\Delta I_K = I_{K2} - I_{K1}$. Величина ΔI_B берётся из справочника.

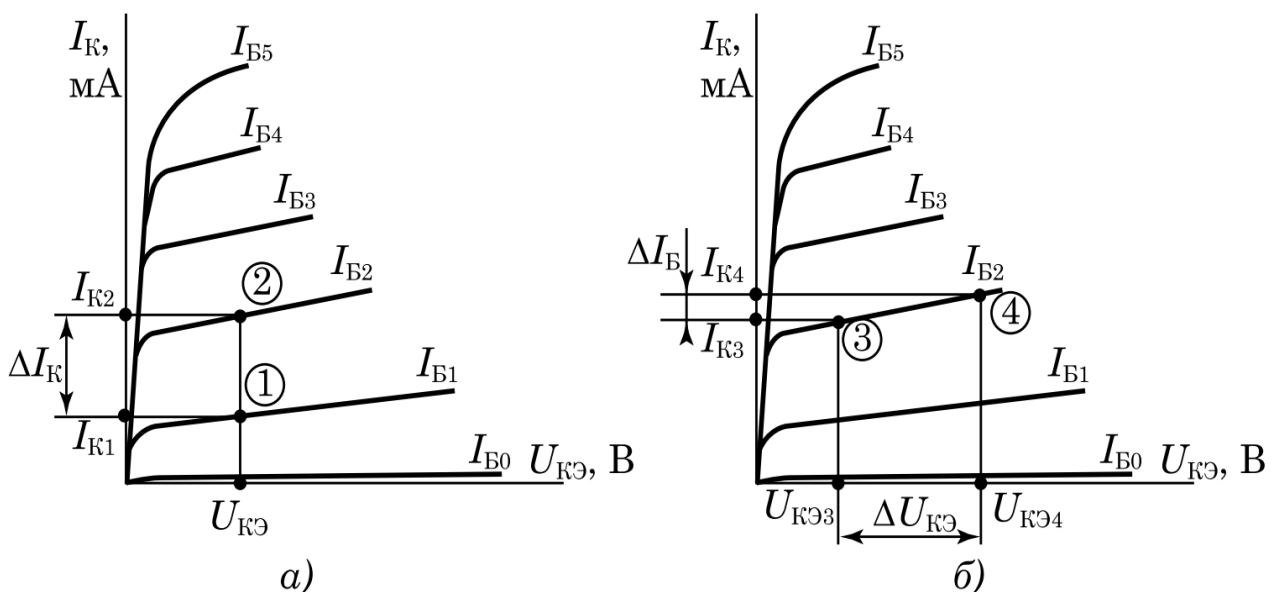


Рисунок 10 – К расчёту h -параметров транзистора а – h_{21} , б – h_{22}

При расчёте параметра h_{22} выбирается одна из имеющихся характеристик I_B и на ней отмечаются две точки (точки 3 и 4 на рисунке 10, б). Разность напряжений коллектора, соответствующих этим точкам, даст нам $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ4} - U_{КЭ3}$, а разность соответствующих значений тока – изменение тока коллектора ($\Delta I_K = I_{K4} - I_{K3}$).

Типовые значения h -параметров для биполярных транзисторов находятся в следующих пределах (таблица 1).

Таблица 1 – Типовые значения h -параметров для биполярных транзисторов

h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}
$10^3 \dots 10^4 \text{ Ом}$	$2 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-3}$	$20 \dots 200$	$10^{-5} \dots 10^{-6} \text{ См}$

3.4 Усилительный каскад с общим эмиттером

Именно увеличение мощности выходного сигнала, по сравнению с мощностью входного, является характерной особенностью усилителя и отличает его от других преобразующих устройств, в которых изменяется либо напряжение, либо электрический ток, а мощность остаётся постоянной (точнее уменьшается, т. к. КПД любого устройства меньше единицы). Примером такого устройства может служить повышающий трансформатор, преобразующий входное напряжение в более высокое выходное, при этом мощность выходного сигнала, за счёт потерь, будет ниже, чем мощность входного.

Применяемые на практике усилители являются достаточно сложными устройствами, которые содержат в себе несколько усилительных каскадов, обеспечивающих не только усиление входного сигнала, но и согласование с источником и нагрузкой.

Усилительный каскад – это минимальный функциональный блок, обеспечивающий усиление сигнала.

На рисунке 11 приведена обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя.

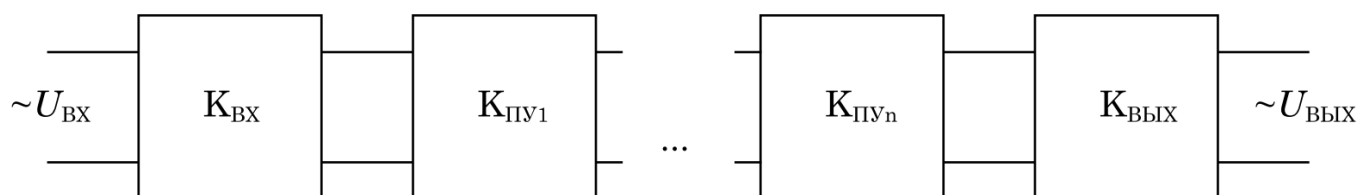


Рисунок 11 – Обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя

В общем случае усилитель состоит из входного каскада (с коэффициентом усиления $K_{ВХ}$), одного или нескольких каскадов предварительного усиления ($K_{ПУ1} \dots K_{ПУn}$), и выходного каскада ($K_{ВЫХ}$). Основной задачей входного и выходного каскадов является согласование усилителя с источником сигнала и нагрузкой, обычно это делается с целью получения *согласованного режима работы цепи*.

В согласованном режим работы выходное сопротивление источника сигнала равно входному сопротивлению нагрузки (например, выходное сопротивления источника сигнала и входное сопротивление входного каскада). В этом случае обеспечивается максимальная мощность, но КПД будет равен 50 %, поэтому согласованный режим, в основном, используется в маломощных радиоэлектронных цепях, работающих со слабыми сигналами.

Каскады предварительного усиления обеспечивают необходимый уровень усиления сигнала. Если необходимый уровень выходного сигнала нельзя получить с помощью одного каскада, то ставят дополнительные, в количестве, обеспечивающем требуемый коэффициент усиления.

Важнейшей величиной, характеризующей усилительный каскад, является **коэффициент усиления**, равный отношению уровня выходного сигнала к уровню входного. Различают три коэффициента усиления – **коэффициент усиления по напряжению, току и мощности**:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}, K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}} = K_U \cdot K_I.$$

Исходя из определения усилителя, любой усилитель увеличивает мощность входного сигнала, и значит основным коэффициентом усиления должен быть коэффициент усиления по мощности, однако при проектировании усилителей акцент ставится на усиление одной из трёх величин, поэтому **различают усилители напряжения, тока и мощности**. Обычно информация в электронных устройствах передаётся путём изменения уровня напряжения, поэтому в литературе наиболее распространён K_U , и, в ряде случаев, он принимается за определение коэффициента усиления вообще.

При расчёте коэффициента усиления многокаскадного усилителя соответствующие коэффициенты усиления каскадов перемножаются:

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{Un}$$

Помимо коэффициента усиления, в широко используются **амплитудно-частотная (АЧХ) и амплитудная характеристики усилителя**.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (рисунок 12) показывает зависимость коэффициента усиления от частоты.

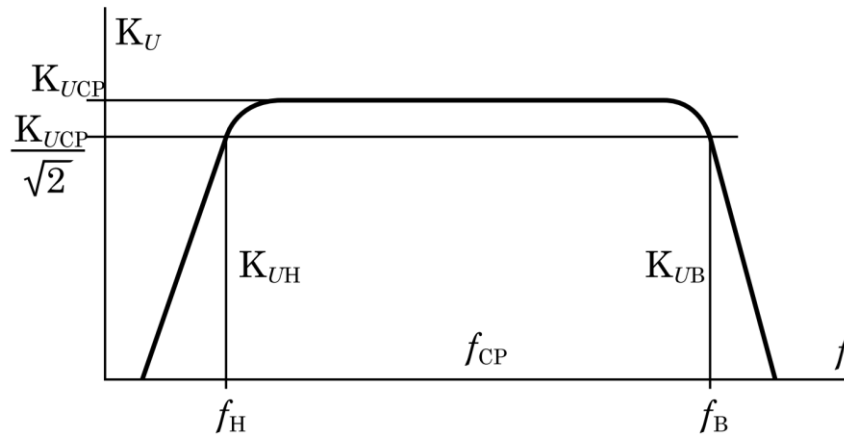


Рисунок 12 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Для анализа АЧХ усилителя наибольший интерес представляет участок, на котором коэффициент усиления практически не зависит от частоты и обозначается K_{UCP} . Этот участок ограничен в области низких частот **нижней граничной частотой** f_H , а в области высоких – **верхней граничной частотой** f_B (рис. 1.12). Значения f_H и f_B определяются величиной коэффициента частотных искажений, равного отношению коэффициента усиления на средней частоте (f_{CP}), к коэффициенту усиления на нижней (f_H) или верхней (f_B) частоте:

$$M = \frac{K_{UCP}}{K_{UH}} \text{ или } M = \frac{K_{UCP}}{K_{UB}}.$$

Обычно допустимые значения коэффициентов частотных искажений не превышают величину $\sqrt{2}$.

Частоты меньше f_H и выше f_B образуют области частотных искажений и не используются в работе усилителя.

Полоса пропускания усилителя Δf , характеризует диапазон частот, на котором коэффициент искажений M не превышает допустимые значения и равен разности между верхней и нижней частотами усилителя:

$$\Delta f = f_B - f_H$$

В зависимости от величин f_H и f_B усилители делятся на:

1. **Усилители медленно изменяющихся сигналов** (или усилители постоянного тока, УПТ) – у них нижняя частота АЧХ мала и приближается к 0 ($f_H \rightarrow 0$), а верхняя частота может достигать $10^3 \dots 10^8$ Гц.

2. **Усилители низкой частоты (УНЧ)** – нижняя частота равна десяткам герц, верхняя достигает сотен килогерц (для усилителей звуковой частоты (УЗЧ) – $f_B = 15 \dots 20\,000$ Гц).

3. **Усилители высокой частоты (УВЧ)** – диапазон частот начинается от сотен килогерц и простирается до десятков и сотен мегагерц.

4. **Широкополосные усилители (ШПУ)** – усиливают частоты от десятков герц до сотен мегагерц (в основном применяются в импульсной технике).

5. **Узкополосные** или **избирательные усилители** – применяются для усиления сигналов в узком диапазоне частот (в идеале усиливается одна частота).

Амплитудная характеристика усилителя (рисунок 13) характеризует зависимость выходного напряжения от входного на средних частотах.

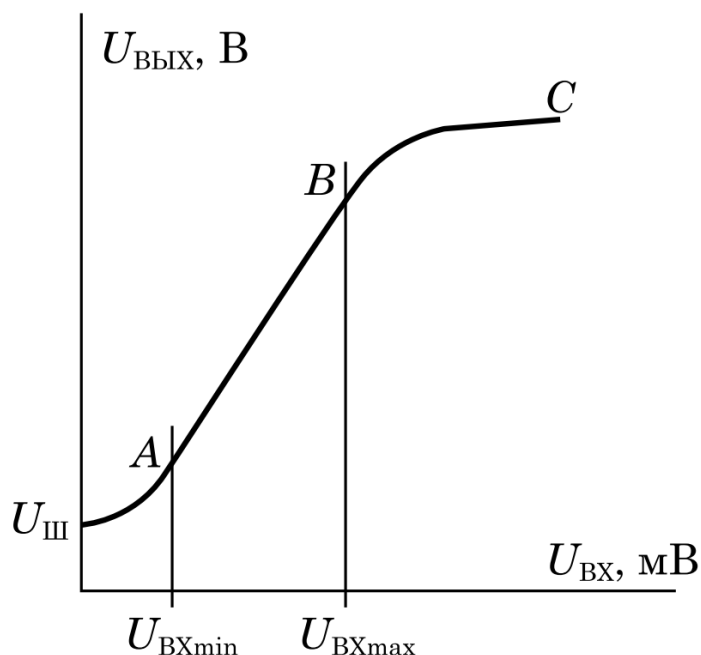


Рисунок 13 – Амплитудная характеристика усилителя

При отсутствии входного сигнала ($U_{ВХ}=0$) на выходе имеется напряжение $U_{Ш}$, обусловленное внутренними шумами усилителя. Минимальное входное напряжение должно быть не менее чем в 2...3 раза больше уровня внутренних шумов ($U_{ВЫХ}(U_{ВХmin}) > (2...3)U_{Ш}$). Прямолинейный участок **AB** является **рабочим**. Участок **BC** обусловлен нелинейностью усилительных элементов при высоком уровне сигнала.

Таким образом, при уровне входного сигнала меньше $U_{ВХmin}$ мы не сможем отличить полезный сигнал от помех, а в случае $U_{ВХ} > U_{ВХmax}$ выходной сигнал будет иметь нелинейные искажения.

Усилительный каскад с общим эмиттером (рисунок 14) является одним из самых распространённых и применяется в каскадах предварительного усиления многокаскадных усилителей.

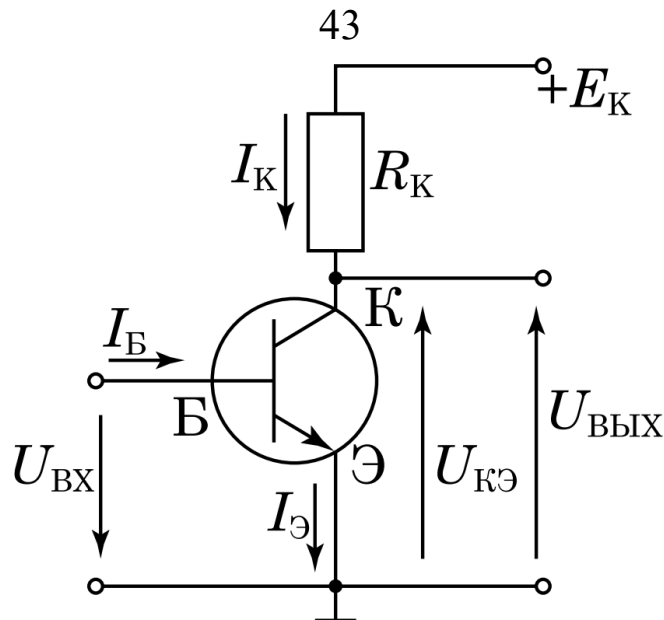


Рисунок 14 – Усилительный каскад с общим эмиттером

Название схемы «с **общим эмиттером**» означает, что вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепи. В этом случае вывод эмиттера называется общим (обозначается знаком «⊥», также используется термин «земля»), а все потенциалы измеряются относительно него.

Усилительный каскад с общим эмиттером работает следующим образом:

1. При увеличении входного напряжения ($U_{ВХ} \uparrow$) ширина р-п перехода между коллектором и базой уменьшается, в результате возрастает ток в цепи эмиттера ($I_{Э} \uparrow$, см. рисунок 3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) уменьшается ($R_{ВЫХТр} \downarrow$), а, следовательно, уменьшается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{Э} \cdot R_{ВЫХТр} = U_{ВЫХ} \downarrow$).

2. При уменьшении входного напряжения ($U_{ВХ} \downarrow$) ширина р-п перехода между коллектором и базой увеличивается, в результате чего ток в цепи эмиттера уменьшается ($I_{Э} \downarrow$, см. рисунок 3), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) увеличивается ($R_{ВЫХТр} \uparrow$), следовательно, увеличивается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{Э} R_{ВЫХТр} = U_{ВЫХ} \uparrow$).

Характер изменения выходного напряжения, при изменении входного от минимального до максимального, определяется статической нагрузочной характеристикой:

$$E_K = U_{КЭ} + R_K I_K$$

или

$$U_{КЭ} = E_K - R_K I_K.$$

Это выражение получено на основе II закона Кирхгофа (рисунок 14) и из него хорошо видна роль резистора R_K – фактически он определяет характер изменения выходного сигнала, а при его отсутствии ($R_K=0$), напряжение на выходе усилителя будет определяться исключительно источником питания:

$$E_K = U_{KЭ}.$$

При ($R_K \neq 0$), падение напряжения на R_K будет зависеть от величины тока коллектора I_K , связанного с величиной тока базы коэффициентом β : $I_K = \beta \cdot I_B$. Отсюда следует, что напряжение на выходе каскада будет по форме повторять напряжение на входе.

Статическая нагрузочная характеристика определяет закон изменения выходного сигнала и строится на выходной характеристике транзистора. Эта характеристика является прямой линией, для построения которой достаточно двух точек, например, точек её пересечения с осями. Выходная характеристика транзистора показывает зависимость I_K от $U_{KЭ}$, поэтому рассмотрим значения нагрузочной характеристики при $I_K=0$ (точка с) и $U_{KЭ}=0$ (точка «d») (рисунок 15):

$$U_{KЭ} = E_K, \text{ при } I_K = 0; \quad I_K = \frac{E_K}{R_K}, \text{ при } U_{KЭ} = 0$$

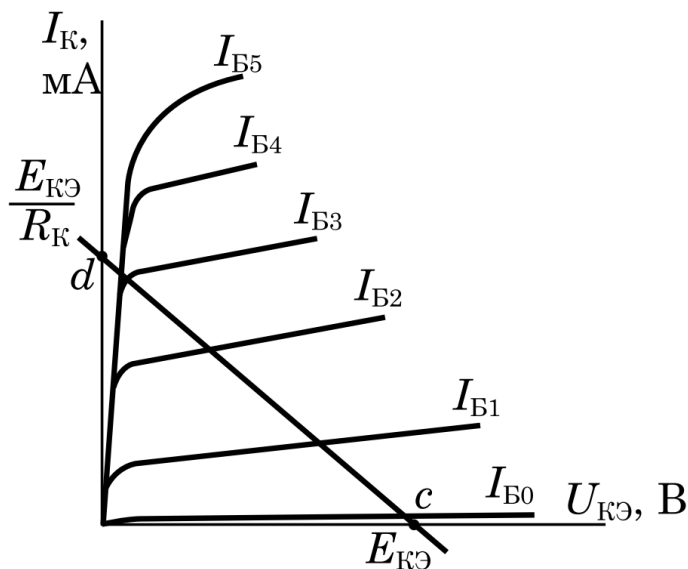


Рисунок 15 – Нагрузочная характеристика

Величина ЭДС источника питания E_K выбирается несколько меньше максимально допустимого напряжения на коллекторе, задаваемого в характеристиках транзистора, в пределах $E_K = (0,7 \dots 0,9) U_{KЭ\max}$.

Величина R_K выбирается из условия передачи максимальной мощности (согласованного режима): $R_K \approx R_{\text{ВыхТр}} = 1/h_{22}$, что для биполярного транзистора составит 0,5...10 кОм.

Характер нагрузочной характеристики и коэффициент усиления, при заданной ЭДС источника питания E_K , определяется величиной нагрузочного резистора R_K , обеспечивающего необходимый уровень падения напряжения на выходе каскада и ограничивает ток коллектора. Положение точек с и d ограничено максимально допустимыми значениями тока ($I_{K\text{max}}$), напряжения ($U_{KЭ\text{max}}$) и мощности ($P_{K\text{max}}$), которые приведены в справочных данных транзистора (рисунок 16).

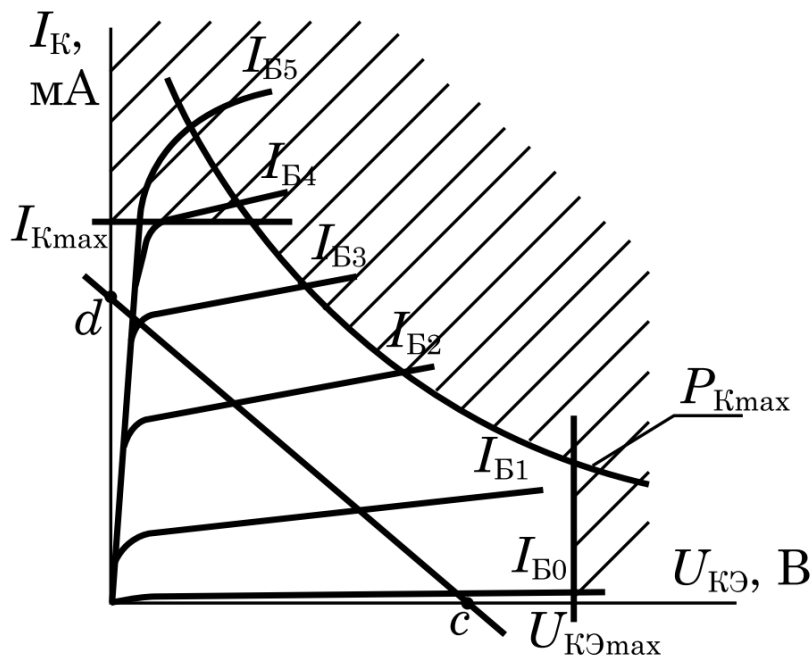


Рисунок 16 – Нагрузочная характеристика с ограничениями (штриховкой выделена область с недопустимыми значениями выходного сигнала)

Нагрузочная характеристика является основой графоаналитического метода расчёта усилительного каскада.

3.4.1 Режим работы по постоянному току

Режим работы по постоянному току является важнейшей характеристикой усилительного каскада и характеризует его работу при отсутствии в напряжении на входе усилительного каскада переменной составляющей, которая и является усиливаемой величиной.

Режим работы по постоянному току характеризуется положением **рабочей точки** – точки на нагрузочной характеристике, соответствующей нулевому уровню переменной составляющей входного напряжения.

На рисунке 15 видим, что нагрузочная линия, как и выходные характеристики транзистора, находятся с одной стороны от оси $U_{КЭ}$, следовательно, на выходе усилительного каскада будет сигнал одной полярности, а составляющие противоположной полярности будут утеряны.

Положение рабочей точки определяется величиной и знаком постоянной составляющей входного напряжения $U_{БЭ0}$. Если входное напряжение меняется по закону синуса, то получим следующее выражение:

$$u = U_{БЭ0} + U_{БЭm} \cdot \sin \omega t$$

В зависимости от положения рабочей точки на нагрузочной характеристике различают три класса усилителей (рисунок 17).

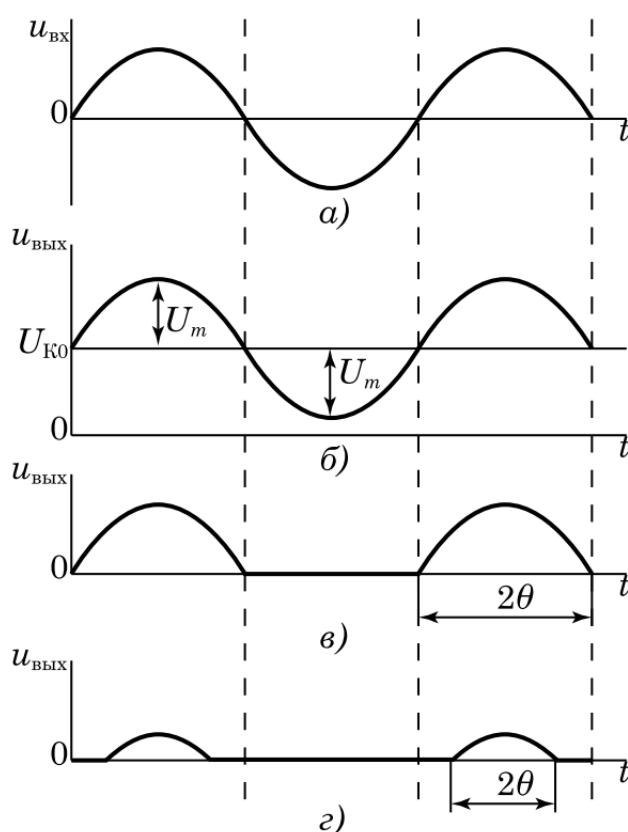


Рисунок 17 – Режимы работы усилителя: а – входной сигнал; б – класс А; в – класс В; г – класс С;

Класс «А» (рисунок 17, б) – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении всего периода входного сигнала. В этом случае рабочая точка находится посередине участка нагрузочной характеристики, соответствующего линейному участку характеристик транзистора, а входной и выходной сигналы являются пульсирующими.

Пульсирующий сигнал меняется только по величине, знак остаётся постоянным, т.е. это сигнал одной полярности. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе (напомним, что входным сигналом для нас является переменная составляющая), напряжение на выходе будет равно $U_{кэ0}$. Отсюда следует, что при нулевом сигнале на входе, напряжение на выходе будет равно $U_{кэ0}$.

Следует обратить внимание на то, что в связи с нелинейностью характеристик транзистора в области низких значений тока коллектора, максимальное амплитудное значение выходного сигнала ($U_{кэм}$) будет несколько меньше $U_{кэ0}$.

Достоинством класса А являются малые нелинейные искажения, однако КПД каскада $\eta = P_{\sim} / P_0$ ($P_{\sim}$ – выходная мощность, P_0 – мощность, потребляемая от источника питания) мал – 0,5.

В основном класс А используется в каскадах предварительного усиления.

Класс В – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении приблизительно половины периода входного сигнала (рисунок 17, в), т. е. входной сигнал является переменным (изменяющимся как по величине, так и по знаку) и происходит потеря половины его периода. При анализе режимов работы усилителей удобно использовать *угол отсечки θ – половина угла, соответствующего участку периода, на котором не происходит изменение выходного сигнала.* Для каскада, работающего в идеальном режиме В, величина угла отсечки равна $\pi/2$. В этом случае величина постоянной составляющей равна нулю, а КПД может достигать величины $\eta = 0,8$. Нелинейные искажения имеют сравнительно небольшую величину и в основном сконцентрированы в области нулевого значения входного и выходного сигналов. Это связано с нелинейным характером начальных участков входных и выходных характеристик транзистора.

Класс В получил широкое распространение в двухтактных усилительных каскадах, однако идеальный класс В ($\theta = \pi/2$) применяется редко, наибольшее распространение получил промежуточный **Класс АВ**, при котором угол отсечки несколько больше $\pi/2$, то есть к входному напряжению прибавляется постоянная составляющая, величина которой составляет 5...15% от максимального входного напряжения. Наличие постоянной составляющей такой величины позволят выйти из нелинейного участка в начале входных и выходных характеристик транзистора.

Класс С – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении времени значительно меньшего половины периода входного сигнала (рисунок 17, г), т.е. $0 < \theta < \pi/2$. Этот класс характеризуется высоким КПД и сильными нелинейными искажениями. Своё применение он нашел в избирательных усилителях и автогенераторах, для работы которых достаточно наличия нулевой гармоники.

Помимо аналоговых классов усилителей, имеется импульсный **класс D**, который характеризуется наличием только двух уровней выходного напряжения (максимальное и нулевое), то есть транзистор работает в ключевом режиме – либо полностью открыт, либо полностью закрыт. Подобные усилители широко применяются в импульсной технике, отличаются высоким КПД и малыми нелинейными искажениям. Сигналы, которые усиливаются ими, используют **широтно-импульсную модуляцию (ШИМ)**, при которой информация кодируется длительностью импульса.

Рассмотрим усилительный каскад, работающий в классе А. Рабочая точка такого каскада выбирается между точками с и d нагрузочной характеристики так, чтобы входной и выходной сигнал всегда находились на линейных участках характеристик транзистора.

На рисунке 18 показано положение рабочей точки на выходной характеристике транзистора.

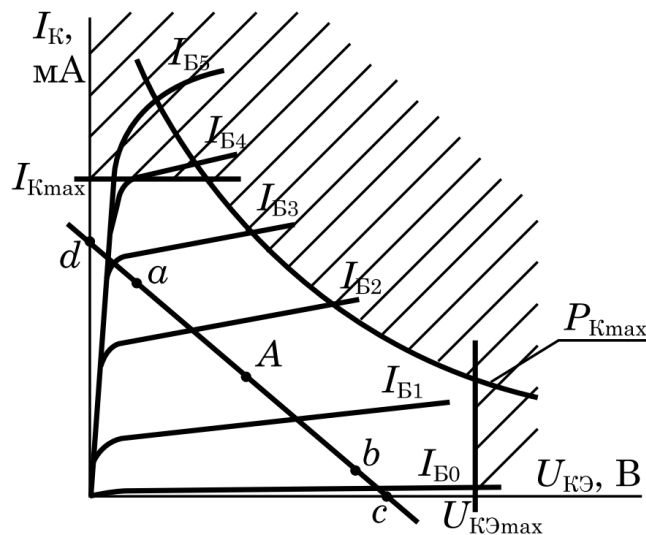


Рисунок 18 – Рабочая точка на выходных характеристиках транзистора

Здесь **точка А соответствует рабочей точке**, точка *a* – минимальному, точка *b* – максимальному уровню выходного сигнала. Точки *a* и *b* выбираются на линейных участках входных и выходных

характеристик транзистора. *Рабочая точка выбирается на середине отрезка ab .*

Положение рабочей точки, a , следовательно, и класс усилителя определяется величиной и знаком постоянного напряжения $U_{БЭ0}$, для создания которого используется делитель напряжения R_1R_2 (рисунок 19).

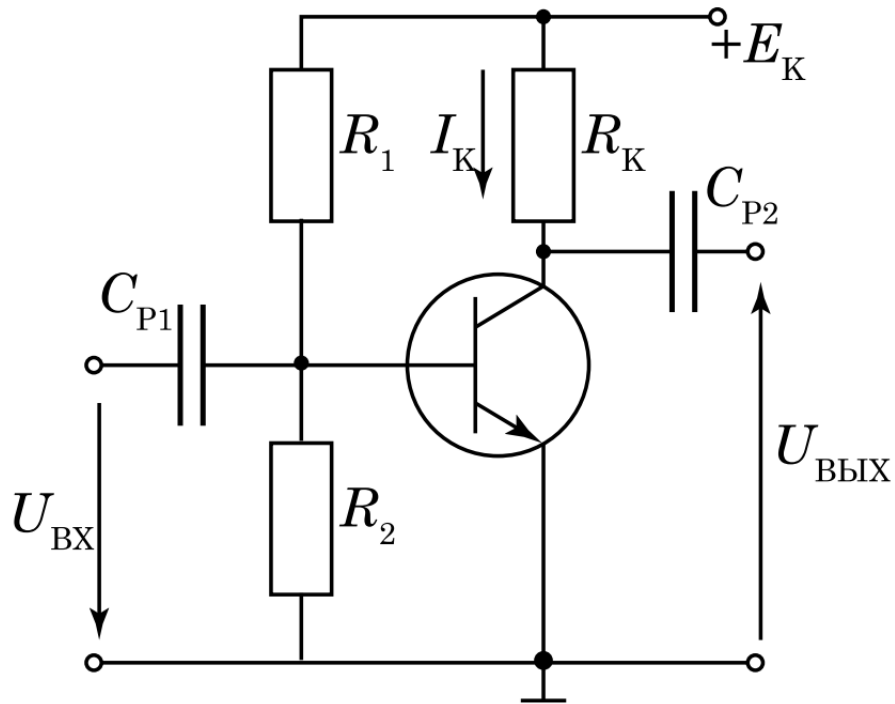


Рисунок 19 – Усилительный каскад с ОЭ и делителем напряжения R_1R_2

Значения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 определяются следующими выражениями:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭ0}}{I_D + I_{Б0}},$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D + I_{Б0}}.$$

Здесь $U_{БЭ0}$ и $I_{Б0}$ соответствуют положению рабочей точки на входной характеристике и определяются с помощью графических построений на входных характеристиках транзистора, I_D – ток делителя, протекающий через резисторы R_1R_2 . Для повышения стабильности напряжения смещения желательно чтобы величина I_D была достаточно высокой, однако высокое значение I_D ведёт к росту потребляемой мощности от источника питания и, как следствие, снижению КПД потому значение I_D выбирается в пределах:

$$I_D = (2 \dots 5) I_{Б0}.$$

При расчёте резисторов R_1 и R_2 предполагается, что постоянная составляющая входного сигнала равна нулю, однако, в реальных схемах это предположение зачастую не верно, и для её удаления во входном сигнале перед делителем ставится разделительный конденсатор C_{p1} , а для удаления постоянной составляющей, созданной делителем R_1R_2 – конденсатор C_{p2} на выходе.

Помимо подавления постоянной составляющей, разделительные конденсаторы оказывают воздействие и на переменную: подавляют переменную составляющую (несущую полезный сигнал) на нижних частотах и смещают фазы выходного сигнала. Подавление переменного сигнала на нижних частотах связано с характером емкостного сопротивления $X_C = 1/\omega C$, где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота, в результате коэффициент усиления на частотах от 0 до f_H оказывается мал и при $f \rightarrow 0$ также стремится к нулю. Этим объясняется провал АЧХ на нижних частотах у усилителей, в которых используются конденсаторы. В рассматриваемой схеме воздействие конденсаторов на разность фаз между напряжением и током, в связи с малыми значениями емкостей конденсаторов, незначительно и мы им можем пренебречь.

Ёмкость конденсатора C_{p1} рассчитывается исходя из того, что его емкостное сопротивление на нижней частоте должно быть много меньше входного сопротивления каскада:

$$\frac{1}{2\pi f_H C_{p1}} \ll .$$

В обычных расчётах достаточно чтобы X_{Cp1} не превышало 10% от входного сопротивления:

$$\frac{1}{2\pi f_H C_{p1}} \leq 0,1 R_{BxK} .$$

Отсюда

$$C_{p1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{BxK}}, \Phi,$$

или, для C_{p1} , выраженного в микрофарадах:

$$C_{p1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{BxK}} \cdot 10^6, \text{ мкФ}.$$

Входное сопротивление каскада R_{BxK} , равно сумме сопротивлений базы и входного сопротивления транзистора:

$$R_{BxK} = \frac{R_B \cdot R_{BxT}}{R_B + R_{BxT}},$$

а сопротивление базы – сумме сопротивлений $R_1 R_2$ делителя, также включённых параллельно:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Величина R_B , во избежание шунтирующего действия по отношению к входному сопротивлению транзистора, должна быть в пределах:

$$R_B = R_1 // R_2 = (2 \dots 5) R_{вхТ}.$$

Аналогично рассчитывается ёмкость разделительного конденсатора на выходе каскада, только расчёт ведётся с учётом не входного сопротивления каскада, а сопротивления нагрузки:

$$C_{P2} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_H} \cdot 10^6, \text{ мкФ}.$$

3.4.2 Термостабилизация усилительного каскада

Важной особенностью полупроводников является сильная зависимость коэффициента усиления от температуры, например, напряжение $U_{БЭ}$ изменяется на 2...2,5 мВ на 1 градус, а $I_{КБ}$ удваивается при изменении температуры на 5...7 °С для кремниевых и 8...10 °С для германиевых транзисторов. Подобные изменения приводят к смещению рабочей точки и появлению нелинейных искажений.

Для компенсации воздействия температуры в схему усилительных каскадов вводят цепи термостабилизации, принцип действия которых основан на механизме обратных связей.

Обратная связь (ОС) – воздействие выходной цепи на входную, когда часть выходного сигнала подаётся на вход.

Различают **положительную обратную связь (ПОС)**, когда выходной сигнал складывается с входным (фазы сигналов совпадают) и **отрицательную обратную связь (ООС)**, когда выходной сигнал вычитается из входного (сигналы находятся в противофазе).

В усилителях широко применяются ООС с целью увеличения стабильности работы усилителя и уменьшения нелинейных искажений, однако следует учитывать, что ООС снижает коэффициент усиления каскада. ПОС применяются, в основном, в генераторах, в усилителях они приводят к **самовозбуждению** – неконтролируемому росту коэффициента усиления. В усилительных каскадах ПОС обычно являются **паразитными** – самопроизвольно возникающие ОС, являющиеся ошибками проектирования.

В усилительных каскадах с общим эмиттером, обычно, термостабилизация осуществляется путем создания ООС на базе резистора $R_Э$ (рисунок 20).

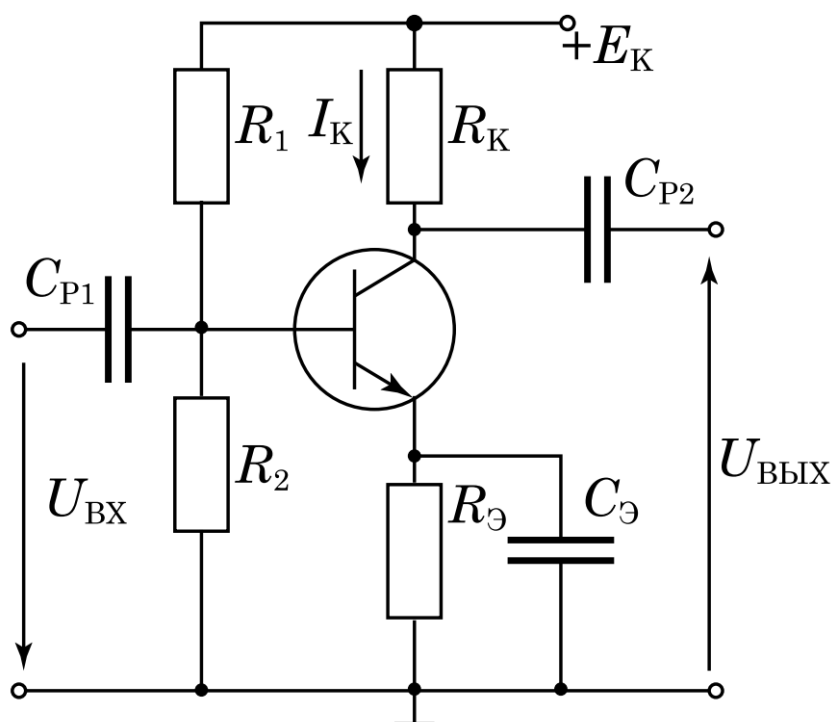


Рисунок 20 – Термостабилизация усилительного каскада с ОЭ

Рассмотрим термостабилизацию усилительного каскада с ОЭ более подробно.

При отсутствии входного сигнала, напряжение между базой и эмиттером определяется по II закону Кирхгофа:

$$U_{БЭ0} = U_{20} - U_{Э0}$$

где $U_{20} = I_{20}R_2$, $U_{Э0} = I_{Э0}R_Э$ падение напряжения на резисторах R_2 и $R_Э$ соответственно.

При повышении температуры, возрастает концентрация основных носителей заряда и увеличиваются токи базы и коллектора, что приводит к увеличению $U_{БЭ}$ и, как следствие, смещению рабочей точки. В результате увеличения $I_Э$ возрастает величина падения напряжения $U_{Э0} = I_{Э0}R_Э$, а разность $U_{БЭ0} = U_{20} - U_{Э0}$ уменьшается (рисунок 21), в результате чего рабочая точка смещается в исходное положение.

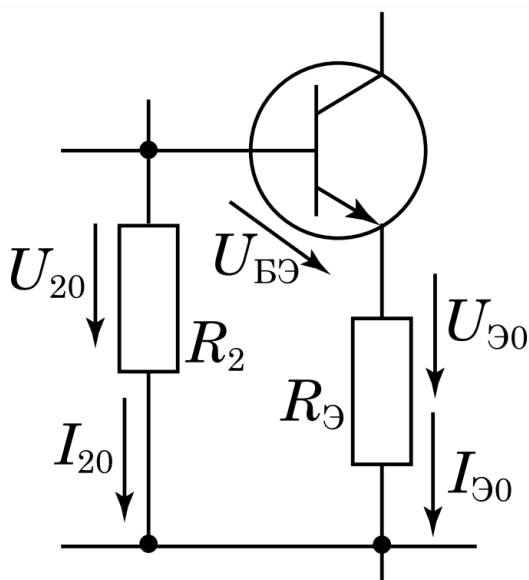


Рисунок 21 – Принцип термостабилизации усилительного каскада с ОЭ

При снижении температуры происходит обратный процесс – концентрация носителей заряда (в результате рекомбинации), токи базы и коллектора уменьшаются, что приводит к уменьшению $U_{БЭ}$. В результате уменьшения $I_Э$ уменьшается и $U_{Э0}=I_{Э0}R_Э$, а разность $U_{БЭ0}=U_{20}-U_{Э0}$ увеличивается, в результате чего рабочая точка смещается в исходное положение. Помимо стабилизации рабочей точки, $R_Э$ оказывают серьёзное воздействие на работу усилительного каскада.

Во-первых, резистор $R_Э$ находится в цепи коллектор–эмиттер, и участвует в формировании нагрузочной характеристики:

$$E_K = U_{KЭ0} + I_{R0}(R_K + R_Э).$$

При выборе величины сопротивления $R_Э$, необходимо учитывать два взаимоисключающих фактора:

1. Термостабилизация осуществляется тем лучше, чем выше глубина обратной связи (т. е., чем выше ток делителя I_D и выше сопротивление $R_Э$).
2. Чем выше величина сопротивления $R_Э$, тем больше на нём происходит падение напряжения и тем ниже КПД каскада.

Для уменьшения воздействия на нагрузочную характеристику $R_Э$ выбирается равным 1...2 В, что для биполярных транзисторов соответствует 10...30 % от E_K :

$$R_Э I_Э = (0,1 \dots 0,3) E_K,$$

что равносильно выбору

$$R_Э = (0,05 \dots 0,15) R_K$$

в согласованном режиме работы транзистора.

В связи с тем, что $R_Э$ участвует в формировании нагрузочной характеристики, её, после определения $R_Э$, необходимо скорректировать.

Во-вторых, на $R_э$ происходит падение переменной составляющей выходного напряжения (которая и является полезным выходным сигналом) что приводит к уменьшению коэффициента усиления.

Для нейтрализации воздействия $R_э$ на выходной сигнал параллельно ему ставится шунтирующий конденсатор $C_э$ (*элемент, сопротивление которого, в заданном диапазоне частот, значительно меньше сопротивления шунтируемого элемента, к которому шунт включается параллельно*), что приводит к тому, что переменная составляющая сигнала практически без потерь проходит через конденсатор (т.к. сопротивление конденсатора с ростом частоты резко уменьшается).

Для того, чтобы конденсатор $C_э$ осуществлял шунтирование резистора $R_э$, необходимо, чтобы емкостное сопротивление $X_{Cэ}$ конденсатора было значительно ниже $R_э$ на всём диапазоне частот, на которых работает усилительный каскад. Величина емкостного сопротивления обратно пропорциональна частоте и с ростом частоты уменьшается.

Следовательно, при определении величины ёмкости $C_э$ необходимо ориентироваться на наименьшую рабочую частоту каскада, которой является нижняя граничная частота f_H . Обычно достаточно, чтобы сопротивление $X_{Cэ}$ на f_H было в 5...10 раз меньше $R_э$:

$$R_э = (5...10)X_{Cэ}$$

Отсюда $C_э$, в микрофарадах, равно:

$$C_э \geq \frac{10^7}{(1...2)2\pi f_H R_э}, \text{ мкФ.}$$

3.4.3 Графоаналитический метод расчёта усилительного каскада

При расчёте графоаналитическим методом часть характеристик каскада находится аналитически, путём вычисления по известным выражениям, а другая – на основе графических построений, образец которых приведён на рисунке 22.

Для определения характеристик каскада с помощью графических построений необходимо взять из справочника входные и выходные характеристики выбранного транзистора и расположить их как показано на рисунке 22 (обратите внимание – входная характеристика берётся только для $U_{кэ}=5$ В и поворачивается на 90^0 против часовой стрелки), после чего строятся оси для переходной характеристики ($I_k(I_b)$).

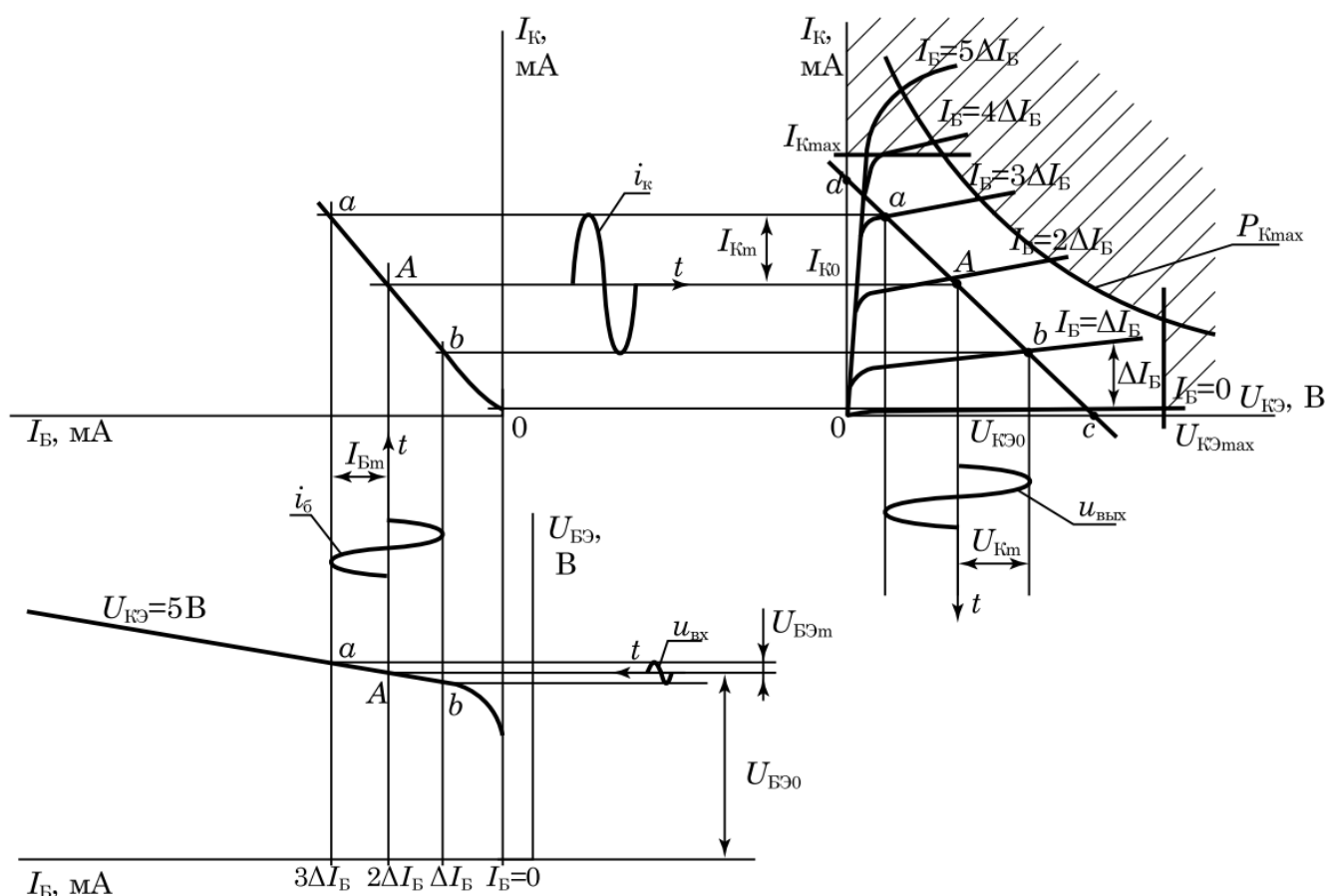


Рисунок 22 – Графоаналитический метод расчёта

На выходных характеристиках выделяется рабочая область, ограниченная максимальными током ($I_{K\max}$), напряжением ($U_{KЭ\max}$) и мощностью ($P_{K\max}$), а затем строится нагрузочная линия cd , на которой выбираются точки a и b , посередине между которыми находится рабочая точка A . Участок нагрузочной линии cd между точками a и b не должен пересекать ограничительные линии максимальных значений, кроме того, отрезок ab должен находиться на линейных участках выходных характеристик.

На входной характеристике отмечаются точки, соответствующие токам базы, для которых построены выходные характеристика ($I_{B0}, I_{B1}, \dots, I_{Bn}$). Затем строится переходная характеристика $I_K(I_B)$, для построения которой берутся значения токов базы, для которых имеются выходные характеристики, а токи коллектора определяются в точках пересечения нагрузочной характеристики с входной характеристикой, построенной для соответствующего тока базы.

В ряде случаев диапазон токов базы, для которых имеются выходные характеристики, не соответствует диапазону токов базы входной характеристики – максимальный ток базы, для которого построена

выходная зависимость $I_K(U_{KЭ})$ может находиться на узком начальном участке входной характеристики, либо выходить далеко за её пределы. В первом случае нужный участок входной характеристики строится в большем масштабе (обычно этот участок имеет нелинейный характер, но в данном случае пренебрежём возникающими искажениями), а во втором, входная характеристика экстраполируется прямой линией до необходимых значений (рисунок 23).

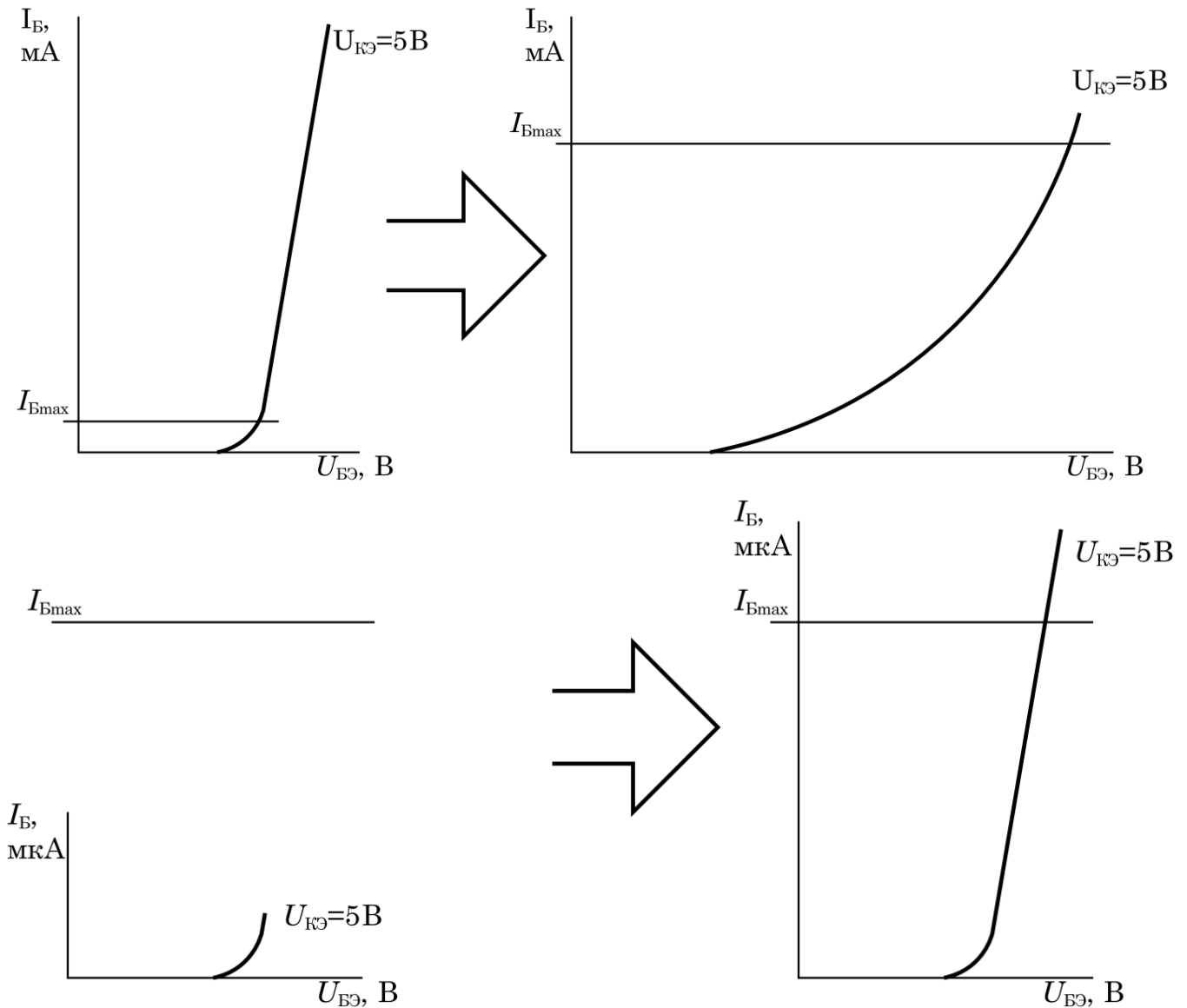


Рисунок 23 – Коррекция входных зависимостей

Наличие подобных ситуаций достаточно легко обнаружить путём сравнения единиц измерения токов базы на входных и выходных характеристиках (обычно это мили–или микроамперы) – если порядки не совпадают (например, на входных характеристиках это микроамперы, а на

выходных – миллиамперы), то будет необходимо провести преобразования.

На основе проведённых построений, можно получить параметры усилителя как по постоянному (I_{B0} , I_{K0} , $U_{BЭ0}$, $U_{KЭ0}$), так и по переменному (I_{Bm} , I_{Km} , $U_{BЭm}$, $U_{KЭm}$) току.

3.5 Расчёт усилительного каскада по постоянному току

1. Изобразить семейство выходных характеристик, входную характеристику при $U_{KЭ}=5$ В и оси для построения переходной ($I_K=f(I_B)$) характеристики заданного транзистора как показано на рисунке 24.

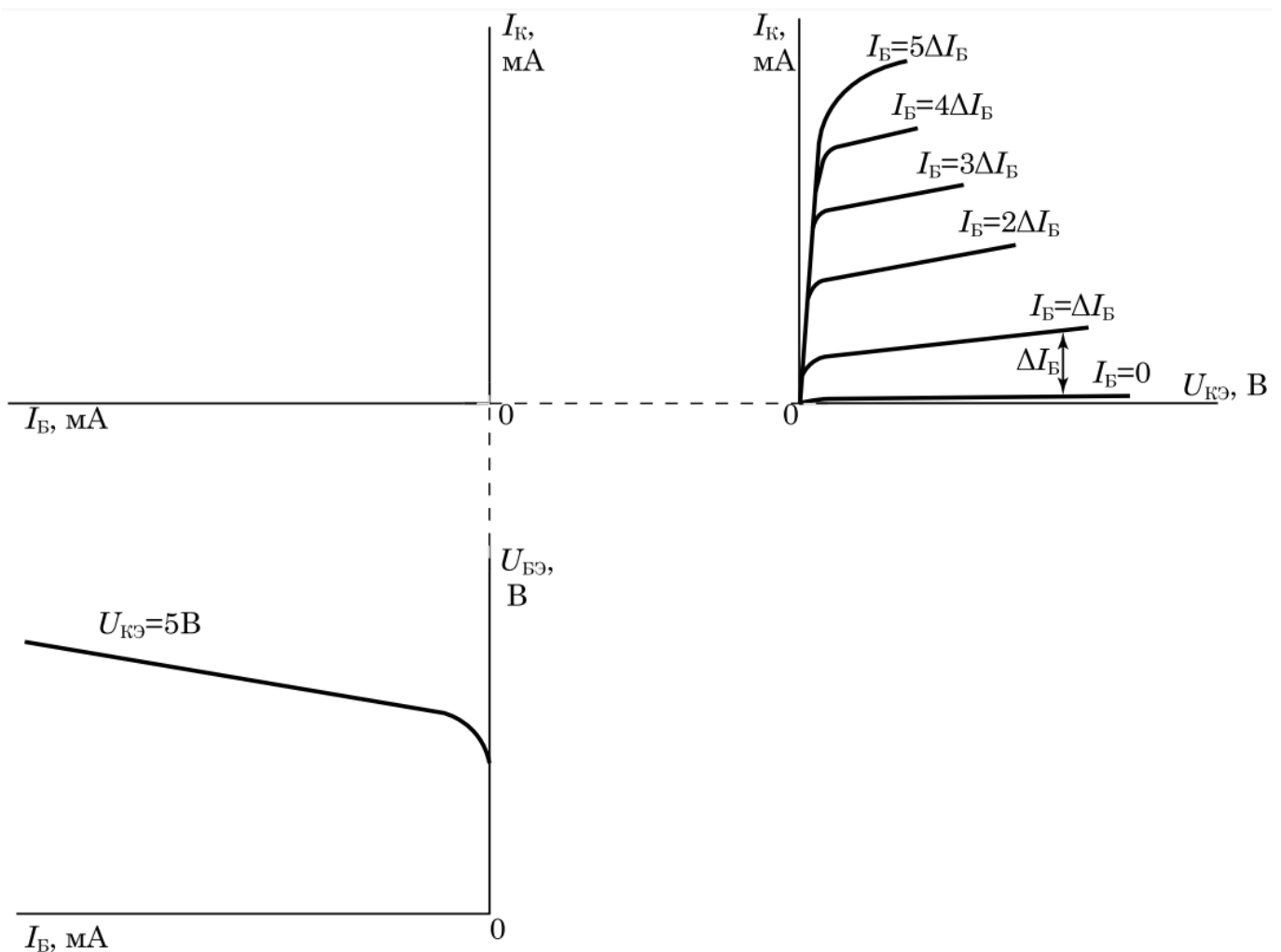


Рисунок 24 – Расположение входной, выходных и осей переходной характеристик при графоаналитическом методе расчёта

Входная характеристика изображается повёрнутой на 90° против часовой стрелки. Оси для построения передаточной характеристики строятся в размерности, соответствующих осей входной и выходной

характеристик и на одной линии с осями этих характеристик (пунктирные линии на рисунке 24).

2. На выходных характеристиках нанести кривую максимальной мощности, рассеиваемой на коллекторе $P_{K\max}$ (строится на основе выражения $P_{K\max}=U_{KЭ}I_K=\text{const}$, например, по зависимости $I_K=P_{K\max}/U_{KЭ}$, в этом случае на оси $U_{KЭ}$ произвольные значения напряжения и для них рассчитываются значения I_K – полученные таким образом точки образуют кривую $P_{K\max}$), а также линии $U_{KЭ\max}$ и $I_{K\max}$.

Эти линии ограничивают область допустимых значений (рисунок 25).

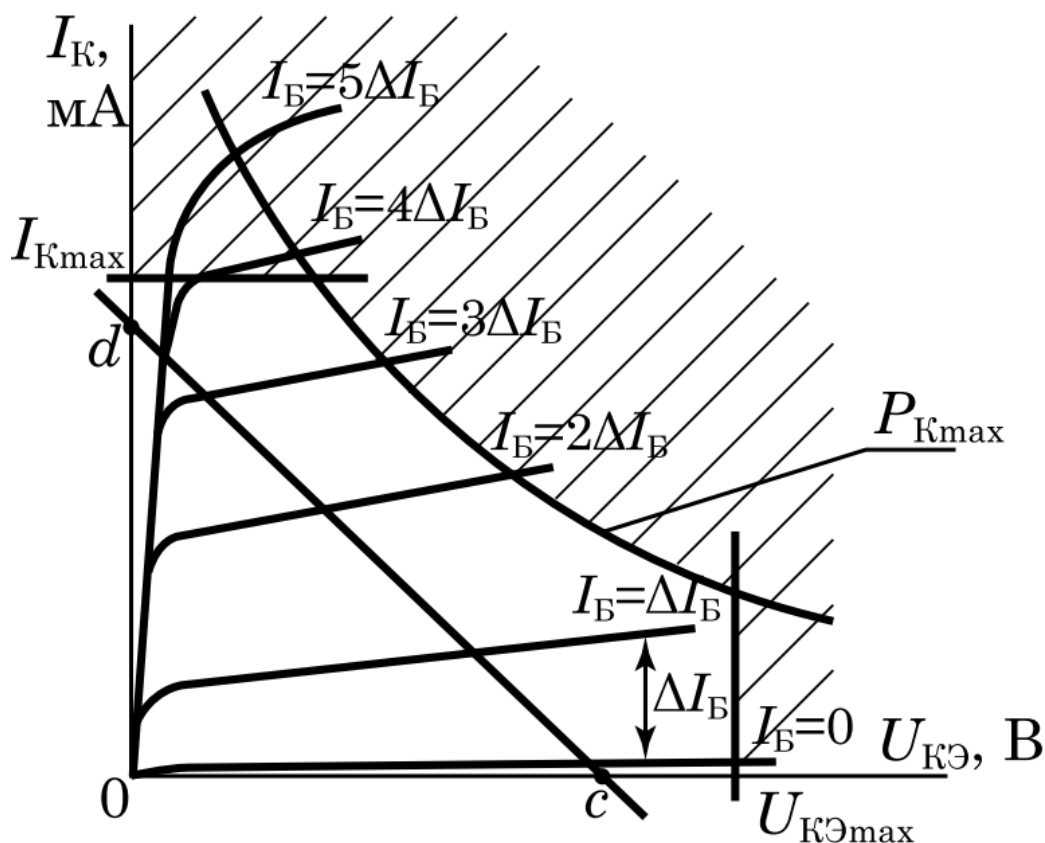


Рисунок 25 – Построение области недопустимых значений и нагрузочной линии на выходных характеристиках транзистора

3. Выбрать значение напряжения источника питания E_K в пределах $(0,7...0,9)U_{KЭ\max}$ (следует учитывать, что $E_K \approx 3U_{\max\text{Вых}}$ и $E_K \approx U_{KЭ0} + I_K(R_K + R_Э)$). Эту величину, в дальнейшем, после выбора R_K , $R_Э$, и $U_{\max\text{Вых}}$, следует скорректировать.

4. Из условия передачи максимальной мощности от источника энергии к потребителю (согласованный режим) выбрать $R_K \approx R_{\text{ВыхТр}}$, однако сопротивление нагрузки часто меньше или равно сопротивлению коллектора ($R_H \leq R_K$), поэтому рекомендуется выбирать $R_K = (0,3...1)R_{\text{ВыхТр}}$,

так чтобы его величина лежала в диапазоне $R_K=0,5...10$ кОм и обеспечивала максимум амплитуды выходного сигнала.

5. На выходных характеристиках транзистора построить нагрузочную линию. Нагрузочная линия строится по уравнению $U_{KЭ}=E_K-I_K R_K$, которое имеет линейный характер и является прямой линией. Для этой линии необходимо найти точки пересечения с осями, т.е. значения этого выражения при $U_{KЭ}=0$ и $I_K=0$ (точки d и c соответственно):

$$U_{KЭ} = E_K, \text{ при } I_K = 0; \quad I_K = \frac{E_K}{R_K}, \text{ при } U_{KЭ} = 0.$$

Полученные точки строятся на выходных характеристиках транзистора и соединяются прямой линией, которая не должна пересекать область, ограниченную максимальными значениями тока, напряжения и мощности коллектора (рисунок 25).

6. Построить переходную характеристику. Для этого необходимо отметить на оси I_B входной характеристики точки, соответствующие токам базы, для которых приведены выходные характеристики, пересекаемые нагрузочной линией. По точкам пересечения линий, проведённых из выделенных точек входных и выходных характеристик, построить переходную характеристику (рисунок 26).

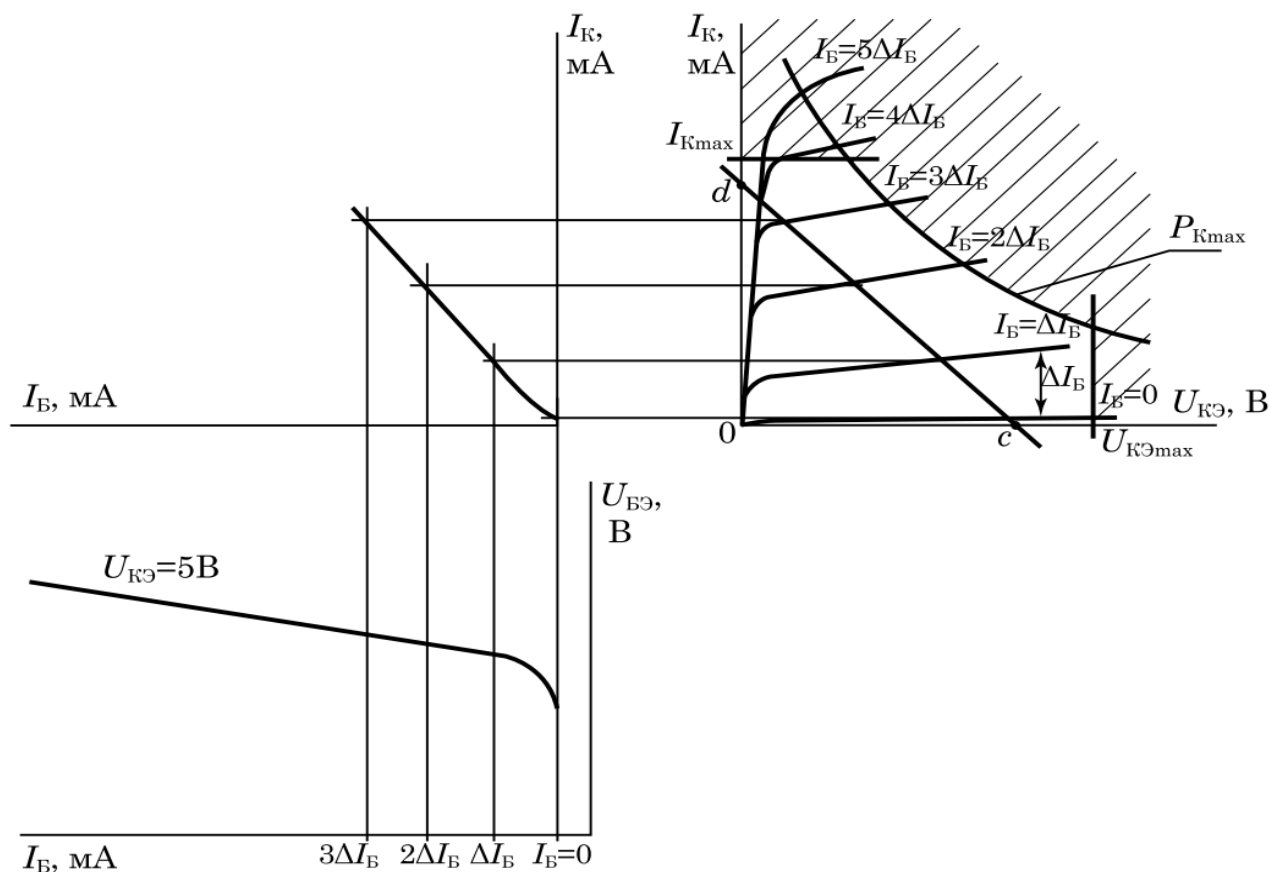


Рисунок 26 – Построение переходной характеристики

7. На переходной характеристике транзистора (с учетом входной характеристики) выбрать линейный участок ab , в диапазоне которого усилитель усиливает без искажения. На середине участка ab нанести рабочую точку А, соответствующую режиму работы транзистора по постоянному току (рисунок 27).

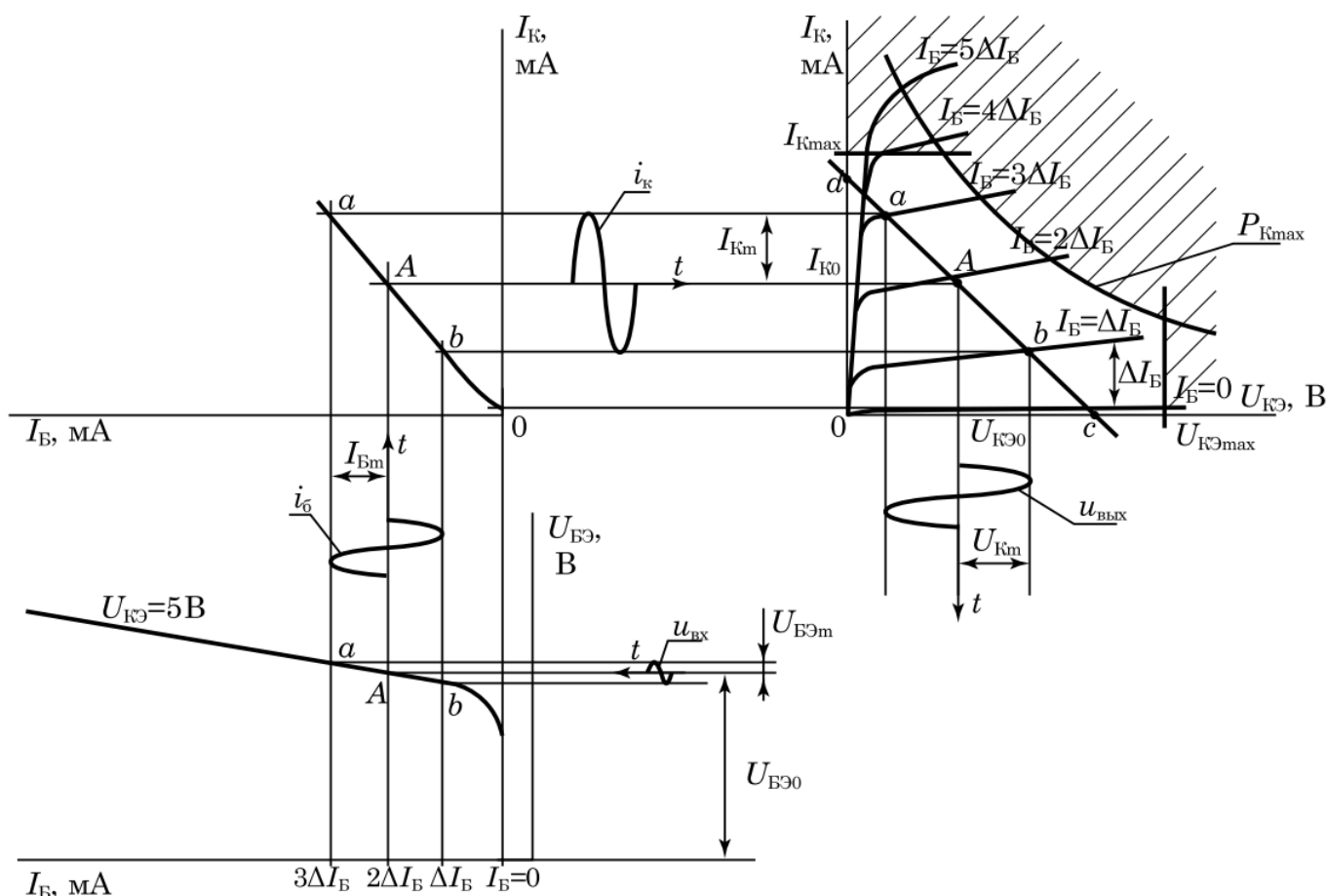


Рисунок 27 – Определение рабочей точки и постоянных составляющих входных и выходных токов и напряжений

8. По координатам рабочей точки А определить токи и напряжения каскада в режиме покоя (постоянные составляющие входных и выходных токов и напряжений): I_{B0} , I_{K0} , $U_{БЭ0}$, $U_{КЭ0}$ (рисунок 27).

3.6 Расчёт усилительного каскада по переменному току

1. По построениям, проведенным в предыдущем разделе (рисунок 27), определить максимальные амплитуды входного и выходных токов и напряжений (I_{Bm} , I_{Km} , $U_{БЭm}$, $U_{КЭm}$). Изменение переменной составляющей сигнала должно происходить между точками а и б соответствующих

характеристик, а нулевой уровень переменной составляющей находится в точке А (рабочей точке).

Графически показать изменение токов и напряжений на построениях, сделанных в пункте 3.5, считая входное напряжение $u_{Вх}$ синусоидальным.

Записать выражения, соответствующие полученным зависимостям тока и напряжения от времени в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_B &= I_{B0} + I_{Bm} \cdot \sin(\omega t); u_{БЭ} = U_{БЭ0} + U_{БЭm} \cdot \sin(\omega t) \\ i_K &= I_{K0} + I_{Km} \cdot \sin(\omega t); u_{КЭ} = U_{КЭ0} + U_{КЭm} \cdot \sin(\omega t) \end{aligned}$$

3.7 Расчёт параметров элементов усилителя с ОЭ

1. Рассчитать элементы цепи термостабилизации $R_Э$ и $C_Э$.

Увеличение $R_Э$ повышает глубину отрицательной обратной связи во входной цепи усилителя (улучшает термостабилизацию), с другой стороны, при этом падает КПД усилителя из-за дополнительных потерь мощности на этом сопротивлении. Обычно выбирают величину падения напряжения на $R_Э$ порядка $(0,1 \dots 0,3)E_K$, что равносильно выбору $R_Э \approx (0,05 \dots 0,15)R_K$ в согласованном режиме работы транзистора. Используя последнее соотношение выбираем величину $R_Э$.

Для коллекторно-эмиттерной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать уравнение электрического состояния по постоянному току:

$$E_K = U_{КЭ0} + (R_K + R_Э)I_{K0}$$

Используя это уравнение, скорректировать выбранные в п. 3.5 значение E_K и величину R_K . Определить величину $C_Э$ из условия $R_Э = (5 \dots 10)X_Э$, где $X_Э$ – емкостное сопротивление конденсатора $C_Э$.

Для расчёта ёмкости конденсатора $C_Э$ воспользуемся выражением:

$$C_Э = \frac{10^7}{(1 \dots 2)2\pi f_H R_Э}, \text{ мкФ},$$

выбрав нижнюю граничную частоту равной $f_H = 50 \dots 100$ Гц.

2. Для исключения шунтирующего действия делителя $R_1 R_2$ на входную цепь транзистора выберем сопротивление R_B :

$$R_B = R_1 // R_2 = (2 \dots 5)R_{ВХТ}.$$

и ток делителя $I_D = (2 \dots 5)I_{B0}$, что повышает температурную стабильность U_{B0} . Исходя из этого определить сопротивления R_1 , R_2 и R_B будут равны:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭ0}}{I_D - I_{B0}};$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D} = \frac{R_э \cdot I_{K0} + U_{БЭ0}}{I_D};$$

$$R_Б = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

3. Определить емкость разделительного конденсатора C_{P1} из условия $R_{Bx} = (5 \dots 10) X_{P1}$, где X_{P1} – емкостное сопротивление разделительного конденсатора, R_{Bx} – входное сопротивление каскада. При этом

$$C_{P1} \approx \frac{10^7}{(1 \dots 2) 2\pi f_H R_{Bx}}, \text{ мкФ},$$

а $R_{Bx} = R_Б // R_{BxTr}$.

3.8 Определение параметров усилительного каскада

1. Коэффициент усиления каскада по току K_i :

$$K_i = \frac{I_{B_{yx}}}{I_{Bx}} \approx \beta.$$

2. Входное сопротивление каскада R_{Bx} :

$R_{Bx} = R_Б // R_{BxTr}$, если $R_Б \gg R_{BxTr}$, то $R_{Bx} \approx R_{BxTr}$.

3. Выходное сопротивление каскада $R_{B_{yx}}$:

$$R_{B_{yx}} = \frac{R_K}{1 + h_{22} \cdot R_K} \approx R_K.$$

4. Коэффициент усиления по напряжению K_u :

$$K_u = \frac{U_{\max B_{yx}}}{U_{\max Bx}} = -\beta \frac{R_K}{R_{Bx}}.$$

5. Коэффициент усиления по мощности K_p :

$$K_p = K_i \cdot K_u.$$

6. Полезная выходная мощность каскада:

$$P_{B_{yx}} = 0,5 \frac{U_{\max B_{yx}}^2}{R_K}.$$

7. Полная мощность, расходуемая источником питания:

$$P_{ист} = I_{K0} E_K + I_D^2 (R_1 + R_2) + I_{Б0}^2 R_1.$$

8. КПД каскада:

$$\eta = \frac{P_{B_{yx}}}{P_{ист}} \cdot 100\%.$$

9. Верхняя и нижняя граничные частоты определяются из соотношения для коэффициента частотных искажений:

$$\text{на нижней частоте} - M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_H \tau_H)^2}};$$

$$\text{на верхней частоте} - M_B = \frac{K_0}{K_B} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}.$$

В усилителях радиосигналов применяют в основном следующие варианты включения усилительного элемента:

- с общим эмиттером (рисунок 28) и с общей базой (рисунок 29) в каскадах на биполярных транзисторах;
- с общим истоком и с общим затвором в каскадах на полевых транзисторах;
- с общим катодом и общей сеткой в ламповых каскадах.

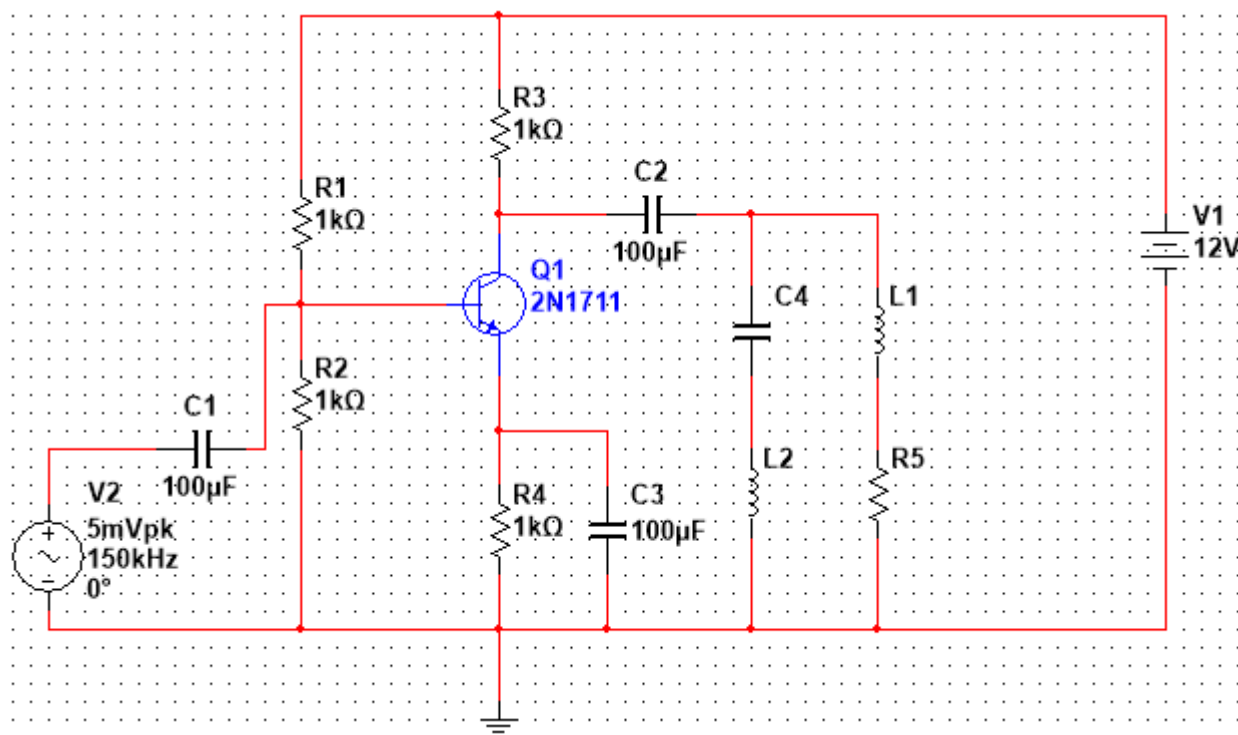


Рисунок 28 – Усилитель радиочастоты по схеме с общим эмиттером

Усилители с общим эмиттером (исток, катодом) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности.

Усилители с общей базой (затвором, сеткой) отличаются большей устойчивостью против самовозбуждения, поэтому часто используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн.

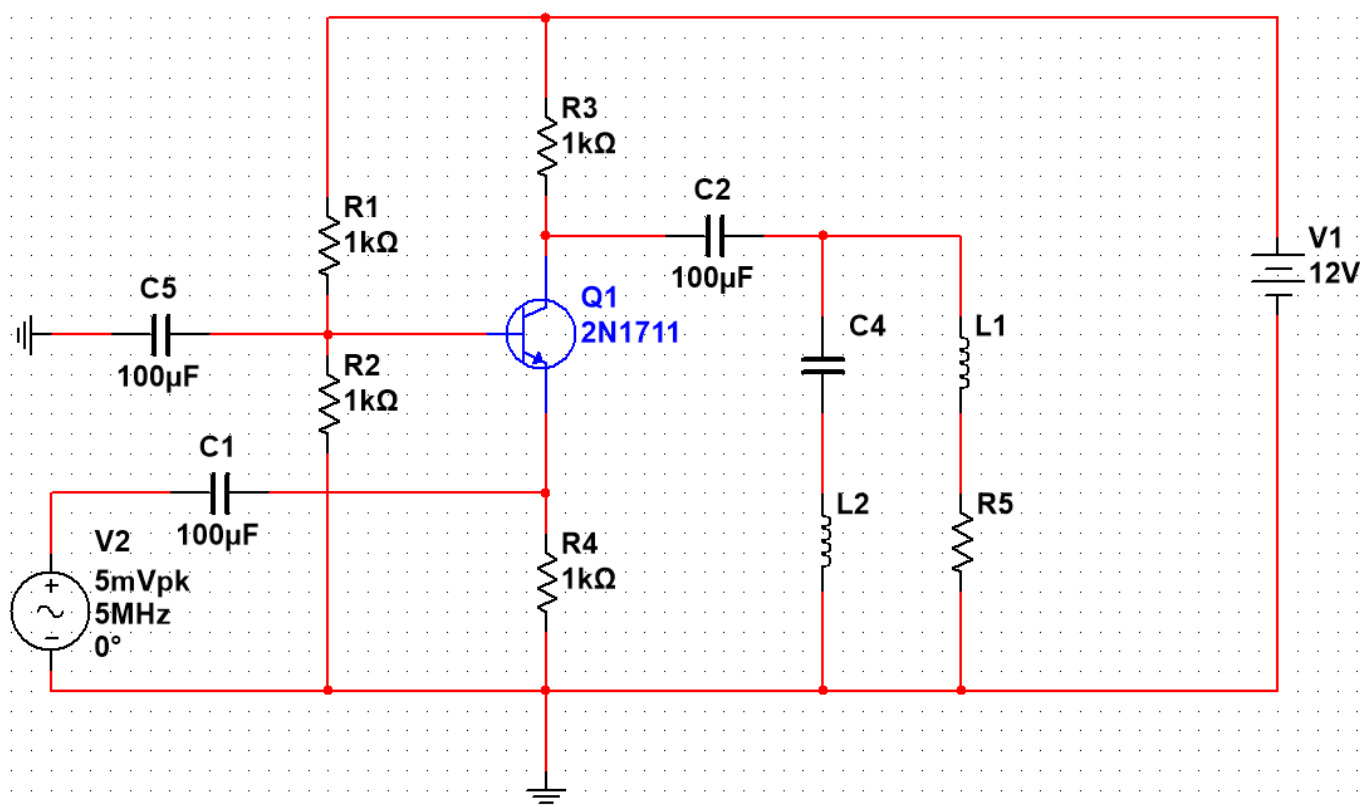


Рисунок 29 – Усилитель радиочастоты по схеме с общей базой

Резонансные усилители делятся на две группы: усилители с постоянной настройкой и усилители с переменной настройкой.

В зависимости от числа контуров в составе избирательной цепи усилителя различают **одноконтурные**, **двухконтурные** и **многоконтурные** усилители.

В зависимости от отношения полосы пропускания Δf к частоте настройки f_0 различают **широкополосные** (при $\frac{\Delta f}{f_0} > 0,2$) и **узкополосные**

(при $\frac{\Delta f}{f_0} < 0,2$) резонансные усилители. Известна связь между полосой пропускания одиночного контура Δf_k и его добротностью Q_k :

$$\Delta f_k = \frac{f_0}{Q_k}.$$

Реализуемая добротность контура ограничена, поэтому получить полосы меньше, чем определяемые конструктивной добротностью, невозможно.

Избирательность усилителя определяется типом избирательной цепи и ее параметрами, характеризуется **полосой пропускания**,

коэффициентом прямоугольности, степенью подавления побочных каналов.

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim усилитель радиочастоты по схеме с общим эмиттером. Соберите схему, представленную на рисунке 1.

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U , мВ	3	4	5	3	4	5	3	4	5	4
f_p , кГц	150	155	160	165	170	175	180	185	190	195
Q	100					80				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U , В	2	6	8	4	3	2	6	8	4	3
f_p , кГц	200	205	210	215	220	225	230	235	240	245
Q	80					100				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U , В	2	3	4	5	8	2	4	6	8	4
f_p , кГц	250	190	200	210	230	220	200	195	180	165
Q	120					100				

1. Рассчитайте параметры колебательного контура УРЧ, настроенного на поддиапазон ДВ. Результаты представьте в отчёте.

2. Постройте резонансную характеристику УРЧ. Пример показан на рисунке 30.

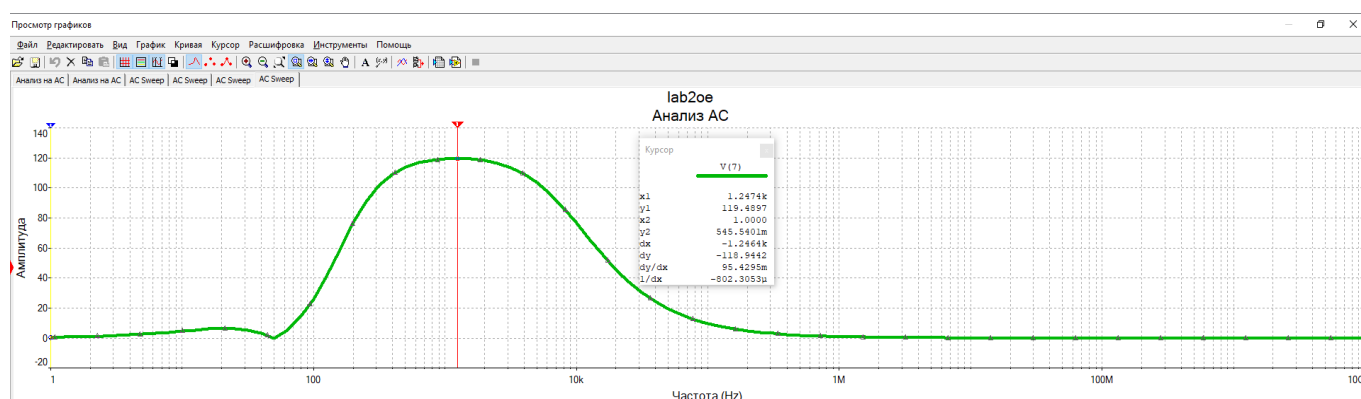


Рисунок 30 – Пример резонансной характеристики УРЧ

По полученной характеристике определите:
– максимальный коэффициент передачи $K_{\max}$;

- полосу пропускания по уровню 0,707;
- коэффициент прямоугольности $k_{\Pi\sigma}$.

Приведите в отчёте скриншоты определения Π_{σ} и $\Pi_{0,707}$ и расчёты значения $k_{\Pi\sigma}$.

3. Определите селективность УРЧ. Для этого сначала на вход приемника подадут сигнал, частота которого равна частоте настройки приёмника, а напряжение U_1 обеспечивает получение нормального напряжения на выходе. Этот режим соответствует приему полезного сигнала. Затем изменяют частоту сигнала так, чтобы она вышла за пределы полосы частот, занимаемой спектром полезного сигнала, и вошла в полосу соседнего канала. Этот режим соответствует условиям действия помехи. Напряжение от источника сигнала увеличивают до такой величины U_2 , при котором напряжение на выходе остается таким же, как в предыдущем случае.

Селективность определяется как отношение напряжений:

$$Se = U_2 / U_1.$$

Получите осциллограммы с помощью осциллографа. Полученные осциллограммы добавьте в отчет.

4. Определите частотные искажения сигнала по формуле:

$$M = K_{cp} / K,$$

где K_{cp} – коэффициент усиления на средних частотах;

K – коэффициент усиления на текущей частоте.

5. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 2. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim усилитель радиочастоты по схеме с общей базой. Соберите схему, представленную на рисунке 2.

Исходные данные, представлены в таблице 2. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 2 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U , мВ	3	4	5	3	4	5	3	4	5	4
f_p , МГц	3	4	5	6	7	7	6	5	4	3
Q	90					100				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U , В	2	6	8	4	3	2	6	8	4	3
f_p , МГц	3	4	5	6	7	7	6	5	4	3
Q	100					80				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U , В	2	3	4	5	8	2	4	6	8	4

f_p , МГц	3	4	5	6	7	7	6	5	4	3
Q	150					110				

Рассчитайте параметры колебательного контура УРЧ, настроенного на поддиапазон СВ. Результаты представьте в отчёте.

Повторите п. 2-5 первого задания для усилителя радиочастоты по схеме с общей базой.

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о характеристиках усилителей радиочастоты с общим эмиттером и общей базой. Поясните, какой тип УРЧ целесообразно использовать для тех или иных устройств приёма и обработки сигналов.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;

- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответствующую численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Для чего используются усилители радиочастоты? Назовите их основные функции.
2. Назовите основные параметры и свойства усилителей радиочастоты.
3. Какие варианты включения усилительного элемента используются в усилителях радиочастоты?
4. В каких поддиапазонах длин волн целесообразнее использовать УРЧ по схеме с ОЭ? УРЧ по схеме с ОБ?
5. Как произвести оценку селективности усилителя радиочастоты?
6. Какие искажения бывают в усилителях радиочастоты? Как количественно можно измерить эти искажения?
7. Изобразите каскад усилителя радиочастоты, включенного по схеме с общим эмиттером.
8. Представьте методику расчёта каскада усилителя радиочастоты, включенного по схеме с общим эмиттером.
9. Изобразите каскад усилителя радиочастоты, включенного по схеме с общей базой.
10. Представьте методику расчёта каскада усилителя радиочастоты, включенного по схеме с общей базой.

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

4 балла (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

3 балла (или оценка «**хорошо**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

2 балла (или оценка «**удовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-1 балл (или оценка «**неудовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРА СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

1 Цель работы

– изучение принципов построения электрических схем фильтров сосредоточенной селекции, формирование полосы пропускания и обеспечение избирательности, ознакомление с конструктивным исполнением фильтров УПЧ, их экспериментальные исследования с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) в супергетеродинном радиоприёмнике размещается после преобразователя частоты и выполняет следующие функции:

- **обеспечивает основное усиление сигнала** до величины, необходимой для нормальной работы демодулятора (коэффициент усиления УПЧ по напряжению обычно составляет 10^3 – 10^6);
- **обеспечивает избирательность приёмника по соседнему каналу** (требуемая избирательность $\sigma_{\text{ск}}=20$ – 60 дБ);
- **повышает чувствительность радиоприёмного устройства** в целом благодаря частотной селекции сигнала на фоне шума (особенно в приёмнике СВЧ диапазона с диодным смесителем без УРЧ).

УПЧ работает на фиксированной промежуточной частоте $f_{\text{п}}$, что позволяет упростить его конструкцию и применять для повышения избирательности сложные системы фильтров. АЧХ УПЧ определяет

частотную характеристику приёмника в целом, а полоса пропускания радиоприёмника практически равна полосе УПЧ.

Существуют два вида требований к амплитудно-частотной и фазочастотной характеристикам УПЧ в зависимости от вида принимаемых сигналов:

1) для приёмника АМ-сигналов и импульсных сигналов АЧХ стремятся сделать близкой к прямоугольной, причём в пределах полосы пропускания создать равномерное усиление, а вне полосы пропускания обеспечить необходимое ослабление мешающих сигналов соседних станций; при этом специальных требований к форме ФЧХ не предъявляется;

2) для приёмников сигналов с угловой модуляцией (ФМ и ЧМ сигналов) задаются требования на линейность ФЧХ, а к форме АЧХ особых требований не предъявляют, за исключением того, что она должна обеспечивать необходимую избирательность по соседнему каналу.

Далее, при определении параметров УПЧ, будем задаваться только видом АЧХ. Количественно степень близости АЧХ УПЧ к идеально прямоугольной характеризуется коэффициентом прямоугольности:

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_K}{\Pi_{0,707}} > 1, \quad (1)$$

где Π_K – полоса пропускания по заданному уровню $\kappa < 1/\sqrt{2}$;

$\Pi_{0,707}$ – полоса пропускания по стандартному уровню $1/\sqrt{2} \approx 0,707$;

κ – уровень требуемого ослабления на границе полосы пропускания (обычно 0,1 или 0,01) (рисунок 1).

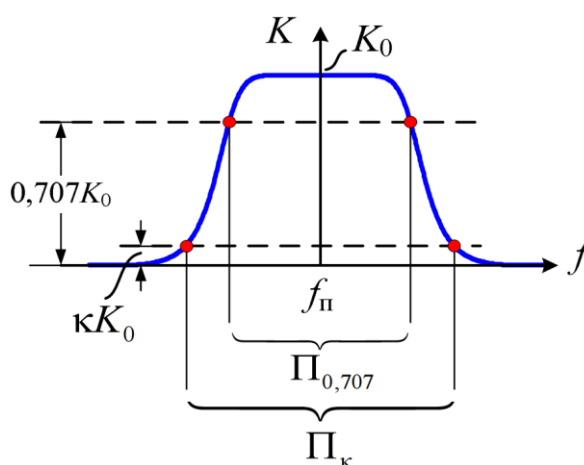


Рисунок 1 – К определению коэффициента прямоугольности АЧХ

Чем ближе коэффициент прямоугольности к единице, тем круче склоны АЧХ, т.е. тем ближе её форма к прямоугольной.

В соответствии с используемым способом обеспечения частотной избирательности все усилители промежуточной частоты делят на две большие группы:

- **УПЧ с распределённой избирательностью** – когда каждый каскад вносит равный вклад как в усиление, так и в избирательность УПЧ в целом;
- **УПЧ с сосредоточенной избирательностью** – когда избирательность обеспечивается одним (обычно первым) узкополосным каскадом, а усиление – остальными, широкополосными, каскадами.

Для радиовещательных приёмников значение промежуточной частоты определяется стандартом:

- **465 кГц** – для приёмников АМ сигналов;
- **6,5 МГц и 10,7 МГц** – для приёмников ЧМ сигналов.

Полоса пропускания УПЧ определяется шириной спектра сигнала и, следовательно, зависит от типа сигнала и вида модуляции. Поскольку узкополосный УПЧ легче реализовать, чем широкополосный, то **чем больше ширина спектра сигнала, тем выше должна быть промежуточная частота** с тем, чтобы УПЧ оставался узкополосным.

В **УПЧ с сосредоточенной избирательностью разделены функции избирательности и усиления** за счет использования **фильтров сосредоточенной селекции (ФСС)**. Этим достигается, во-первых, высокая избирательность по соседнему каналу и, во-вторых, по сравнению с другими типами УПЧ меньшая зависимость формы АЧХ УПЧ от изменения параметров транзисторов, которые могут вызываться повышением или понижением окружающей температуры, колебаниями питающего напряжения или действием автоматической регулировки усиления.

Стабильность АЧХ УПЧ достигается применением ФСС, не критичных к согласованию с величиной нагрузки и с выходным сопротивлением источника сигналов.

Усиление каскада УПЧ с ФСС, как правило, невелико, вследствие слабой связи ФСС с соответствующими транзисторами и сравнительно большого затухания, вносимого самим ФСС на средней частоте настройки. Основное усиление в таких УПЧ обеспечивается широкополосными каскадами. Для повышения коэффициента усиления такого усилителя связь его одиночного контура с последующим каскадом приемника (чаще всего с детектором) выбирается из условия максимальной передачи мощности. Так как входное и выходное сопротивление транзисторов

относительно небольшое, то при коэффициенте связи, отвечающем максимальной передаче мощности, полоса пропускания каскада оказывается широкой. Кроме того, в данном случае широкая полоса оказывается полезной, так как изменение АЧХ этого каскада вызывается колебанием параметров транзисторов, не будет оказывать заметного влияния на АЧХ УПЧ в целом.

Если радиоприёмник должен работать в условиях интенсивных внешних помех, то избирательность УПЧ необходимо обеспечить возможно ближе к его входу, чтобы предотвратить нелинейные искажения из-за перегрузки усилительных каскадов. В таких случаях целесообразно строить УПЧ по схеме с сосредоточенной избирательностью, включая полосовой фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) непосредственно на входе усилителя). Если основным источником искажения сигнала являются не внешние помехи, а собственный шум приёмника, то, наоборот, сначала производится усиление сигнала малошумящим широкополосным усилителем, а затем частотная фильтрация с помощью ФСС. Тем самым ослабляется влияние шумов ФСС, который, как пассивный четырёхполюсник, в случае большого затухания может иметь значительный коэффициент шума.

В качестве ФСС используются:

- многозвенные LC-фильтры;
- активные ARC-фильтры;
- электроакустические фильтры;
- электромеханические фильтры.

Многозвенный LC-фильтр представляет собой каскадное соединение идентичных звеньев, каждое из которых состоит из двух одинаковых связанных внешнеемкостной связью колебательных контуров (рисунок 2).

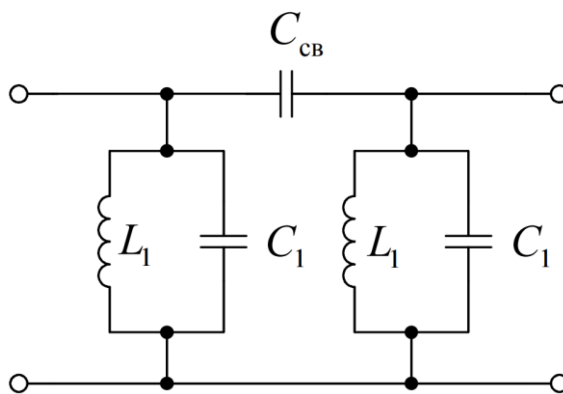


Рисунок 2 – Связанные колебательные контуры

При соединении двух таких звеньев второй колебательный контур 1-го звена и первый колебательный контур 2-го звена оказываются соединёнными параллельно (рисунок 3, а). Поэтому их можно заменить одним контуром с ёмкостью $C_2=2C_1$ и индуктивностью $L_2=L_1/2$. В результате получается фильтр, состоящий из трёх колебательных контуров (рисунок 3, б).

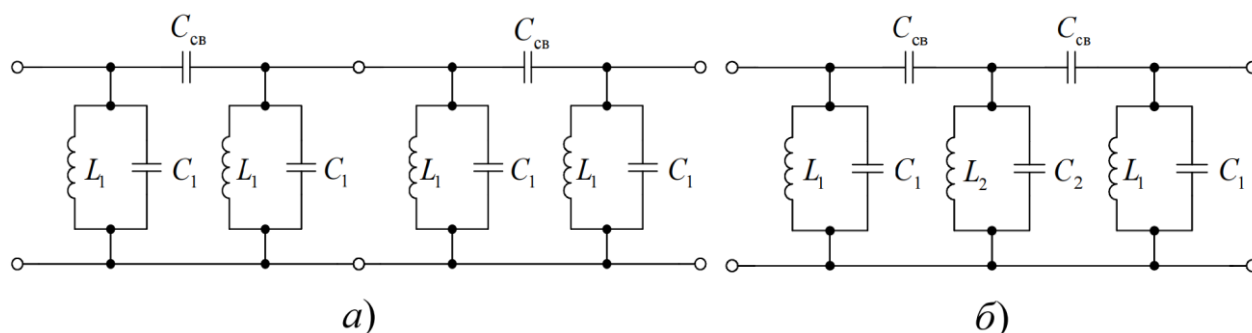


Рисунок 3 – Два звена LC-фильтра

Для получения АЧХ LC-фильтра с максимально плоской вершиной параметры его элементов рассчитываются следующим образом. Ёмкость конденсатора связи определяется формулой:

$$C_{св} = \frac{1}{2\pi f_{п} \rho}, \quad (2)$$

где $f_{п}$ – промежуточная частота (центральная частота АЧХ);

ρ – характеристическое сопротивление фильтра, которое обычно задаётся равным 1 – 20 кОм.

Ёмкости и индуктивности для внешних (первого и последнего) контуров фильтра рассчитываются по формулам:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \Delta F_{мп} \cdot \rho} - C_{св}, \quad (3)$$

$$L_1 = \frac{\Delta F_{мп} \cdot \rho}{2\pi \cdot f_{п}^2}, \quad (4)$$

где $\Delta F_{мп}$ – полоса пропускания, а для внутренних контуров определяются как

$$C_2 = 2C_1, \quad L_2 = L_1 / 2. \quad (5)$$

При числе контуров равном трём (два внешних контура и один внутренний) эти соотношения обеспечивают заданную полосу пропускания, поэтому в формулах (3), (4) следует брать $\Delta F_{мп} = \Delta F_{мп\text{нпч}}$. Однако при большем числе контуров полоса пропускания получается несколько меньше, поэтому в этом случае в формулах (3), (4) следует

задавать скорректированное значение полосы $\Delta F_{\text{пп}} = k_{\text{корр}} \cdot \Delta F_{\text{пп УПЧ}}$, где коэффициент коррекции $k_{\text{корр}}$ равен 1,089 для 4-контурного ФСС и 1,098 для 5-контурного. Большее число контуров обычно не используется, т.к. при этом усложняется техническая реализация ФСС.

На рисунке 4 приведён пример схемы двух каскадов УПЧ с LC-фильтром.

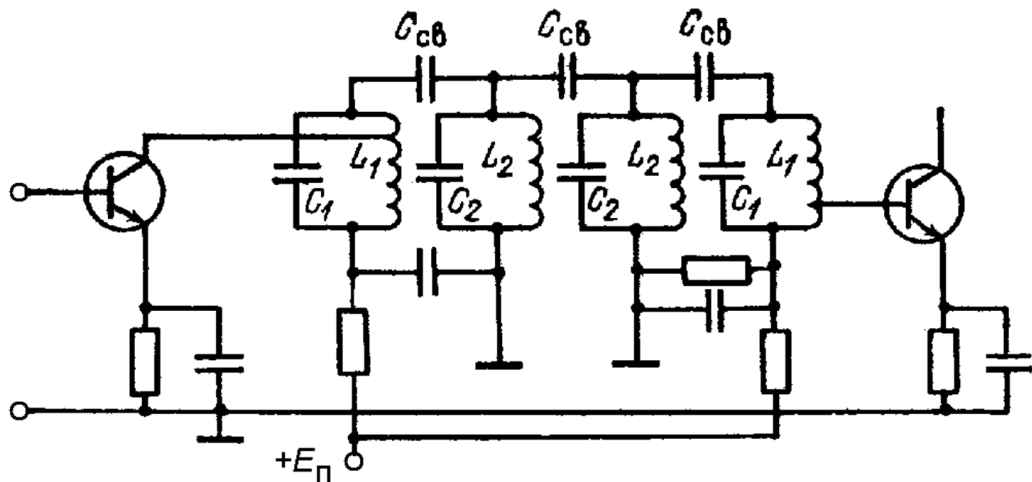


Рисунок 4 – УПЧ с многозвенным LC-фильтром

Данный фильтр состоит из четырёх колебательных контуров, что соответствует каскадному соединению трёх звеньев, показанных на рисунке 2.

Для получения неискажённой АЧХ фильтр должен быть согласован по входу и выходу. Это означает, что пересчитанное в первый контур выходное сопротивление источника сигнала (коллекторной цепи транзистора) и пересчитанное в последний контур сопротивление нагрузки должны быть равны характеристическому сопротивлению фильтра. Условие согласования удобно записать для проводимостей:

$$m_1^2 g_{22} = 1 / \rho, \quad m_2^2 g_{11} = 1 / \rho,$$

где g_{11} и g_{22} – входная и выходная проводимости транзистора соответственно. Для согласования используется неполное включение коллекторной цепи первого транзистора с коэффициентом $m_1 = 1 / \sqrt{g_{22} \rho}$ и входа второго транзистора с коэффициентом $m_2 = 1 / \sqrt{g_{11} \rho}$. В схеме на рисунке 4 для согласования применена автотрансформаторная связь, но могут использоваться и другие виды связи.

Степень прямоугольности АЧХ ФСС определяется количеством колебательных контуров. На рисунке 5 изображена АЧХ показанного на

схеме ФСС (рисунок 4), состоящего из четырёх контуров. Его центральная частота равна 500 кГц, полоса пропускания 5 кГц, коэффициент прямоугольности по уровню $K_{П0,1}=1,37$.

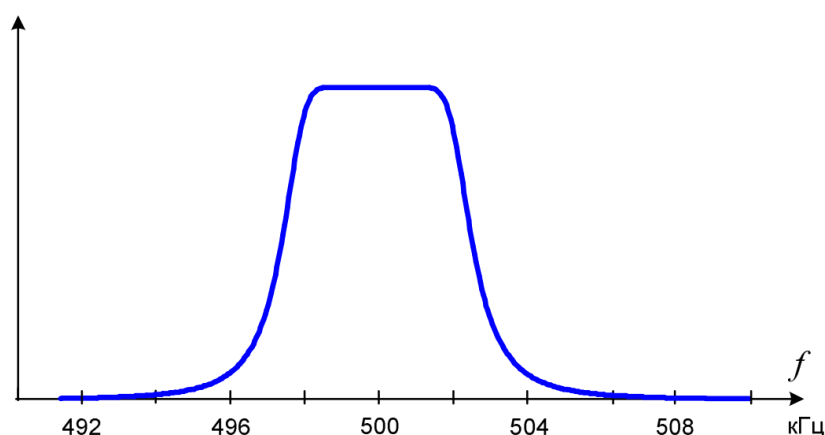


Рисунок 5 – АЧХ ФСС

Активные RC-фильтры применяются на частотах ниже 100 кГц и строятся на основе широкополосного усилителя, в качестве которого обычно используется операционный усилитель, и RC-цепи, включённой в контур обратной связи (рисунок 6).

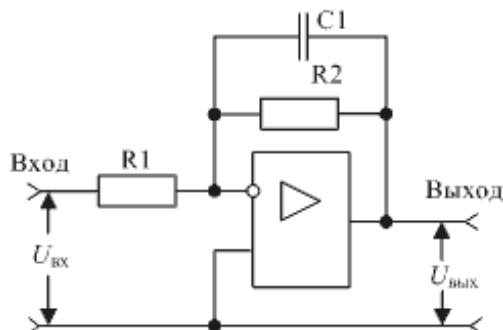


Рисунок 6 – Схема активного RC фильтра нижних частот первого порядка

Данная схема позволяет реализовать полюс коэффициента передачи на нулевой частоте, величинами сопротивления резистора R_1 и емкости конденсатора C_1 можно задать его частоту среза. Именно значения емкости и сопротивления определяют полосу пропускания данной схемы активного фильтра.

В схеме, приведенной на рисунке 6, коэффициент усиления определяется отношением резисторов R_2 и R_1 :

$$K = R_2 / R_1 \quad (1)$$

а величина емкости конденсатора C_1 увеличивается в коэффициент усиления плюс единица раз за счет **эффекта Миллера**.

$$C = C_1(1 + K_U) \quad (2)$$

Следует отметить, что подобный способ увеличения значения емкости приводит к уменьшению динамического диапазона схемы в целом. Поэтому к данному способу увеличения емкости конденсатора прибегают в крайних случаях. Обычно обходятся интегрирующей RC-цепочкой, в которой уменьшение частоты среза достигается увеличением сопротивления резистора при постоянном значении емкости конденсатора.

Еще больше распространены схемы активных фильтров второго порядка, позволяющие реализовать большую крутизну спада АЧХ по сравнению со схемой первого порядка. Кроме того, эти звенья позволяют настраивать частоту полюса на заданное значение, полученное при аппроксимации амплитудно-частотной характеристики. Наибольшее распространение получила *схема Саллена-Ки*, приведенная на рисунке 7.

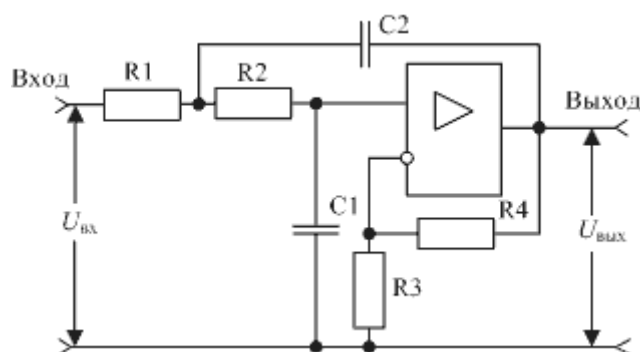


Рисунок 7 – Схема активного RC фильтра нижних частот второго порядка

Амплитудно-частотная характеристика этой схемы подобна АЧХ звена второго порядка пассивного LC фильтра. Ее вид приведен на рисунке 8.

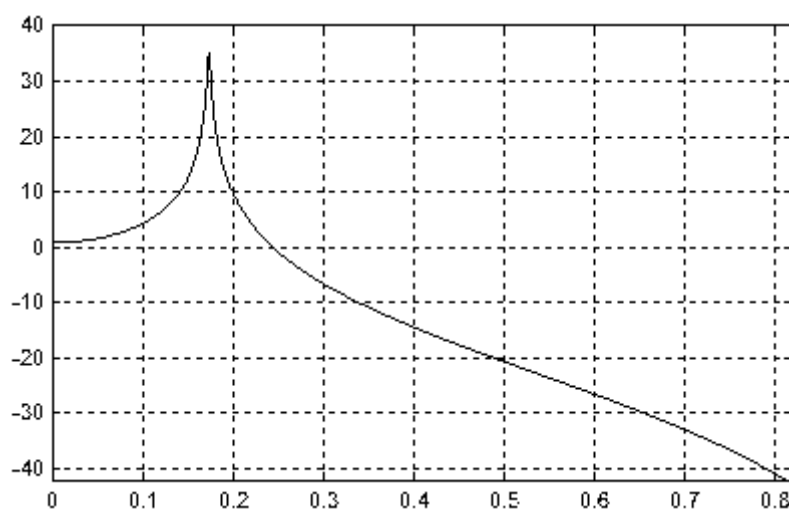


Рисунок 8 – Примерный вид амплитудно-частотной характеристики звена второго порядка активного RC фильтра нижних частот

Частота резонанса полюса при этом может быть определена из формулы:

$$f_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}},$$

а его добротность:

$$Q_p = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_2}.$$

Частоты нулей в идеальном случае равны бесконечности. В реальной схеме зависят от конструкции печатной платы и параметров использованных резисторов и конденсаторов.

Схема Саллена-Ки позволяет максимально упростить выбор элементов схемы. Обычно конденсаторы C_1 и C_2 выбирают одинаковой емкости. Резисторы R_1 и R_2 выбирают одинакового сопротивления. Сначала задаются значением емкостей C_1 и C_2 . Как уже обсуждалось выше, их емкости стараются выбрать минимальными. Именно такие конденсаторы обладают максимально стабильными характеристиками. Затем определяют значение номинала сопротивления резисторов R_1 и R_2 :

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi f_p C}.$$

Резисторы R_3 и R_4 в схеме Саллена-Ки определяют коэффициент усиления по напряжению точно так же, как и в обычной схеме инвертирующего усилителя.

Для получения требуемой АЧХ используются многорезонансные фильтры. Такие фильтры удобны для микроэлектронной реализации и могут применяться при не очень высокой промежуточной частоте. При этом следует иметь в виду, что операционные усилители имеют ограниченный динамический диапазон и, следовательно, при большом уровне входного колебания в таких фильтрах возможны нелинейные искажения.

Электроакустические фильтры основаны на использовании пьезоэлектрического эффекта. Электрический сигнал, подаваемый на вход фильтра, с помощью обратного пьезоэлектрического эффекта преобразуется в механические колебания акустической системы – резонатора. **Обратный пьезоэлектрический эффект** (пьезоэффект) – появление в кристаллическом веществе (диэлектрике или полупроводнике) механической деформации под действием электрического поля; **прямой пьезоэффект** – появление электрической поляризации вещества при сжатии или растяжении в определённых

направлениях. В выходном преобразователе за счёт прямого пьезоэлектрического эффекта происходит преобразование механических колебаний в электрические. В качестве материала, обладающего пьезоэлектрическими свойствами, (пьезоэлектрика) используются кристаллы кварца и пьезокерамика.

В зависимости от того, какого типа акустические волны возбуждаются и распространяются в пьезоэлектрике, различают два вида электроакустических фильтров – на **объёмных акустических волнах** и на **поверхностных акустических волнах**.

Электромеханический фильтр состоит из входного магнитострикционного преобразователя электрического сигнала в механические колебания, системы механических резонаторов и выходного преобразователя механических колебаний в напряжение. **Магнитострикция** – изменение формы и размеров тела из ферромагнитного материала при его намагничивании; обратное по отношению к магнитострикции явление – изменение намагниченности материала при его деформации – называется **магнитоупругим эффектом**. Поскольку каждый механический резонатор обладает высокой добротностью, то можно получить АЧХ фильтра, близкую к прямоугольной. Такие фильтры используются при сравнительно невысокой промежуточной частоте – приблизительно от 100 кГц до 1 МГц (например, на стандартной для радиовещательных приёмников частоте 465 кГц).

Искажения, возникающие в тракте промежуточной частоты радиоприёмника, подразделяют на **линейные** и **нелинейные**. В случае **линейных искажений** состав спектра сигнала остаётся неизменным. Изменяются лишь амплитудные и фазовые соотношения спектральных составляющих, и за счёт этого искажается временная структура сигнала. **Нелинейные искажения** характеризуются появлением в процессе прохождения сигнала через УПЧ новых спектральных составляющих, которые искажают временную структуру первоначального сигнала.

Условием неискаженного усиления сигнала является сохранение его формы с возможной задержкой сигнала. Для этого АЧХ УПЧ должна быть постоянной и независимой от частоты, а ФЧХ должна быть линейной функцией частоты. Несоответствие реальных АЧХ и ФЧХ УПЧ этим требованиям приводит к линейным **амплитудно-частотным** и **фазочастотным искажениям сигнала**.

На рисунке 9, а изображены АЧХ и ФЧХ УПЧ и спектр АМ сигнала при модуляции гармоническим колебанием с частотой F_m , превышающей

половину полосы пропускания УПЧ; на рисунке 9, б показан амплитудный спектр сигнала на выходе УПЧ, а на рисунке 9, в – эюры сигнала на входе и выходе УПЧ.

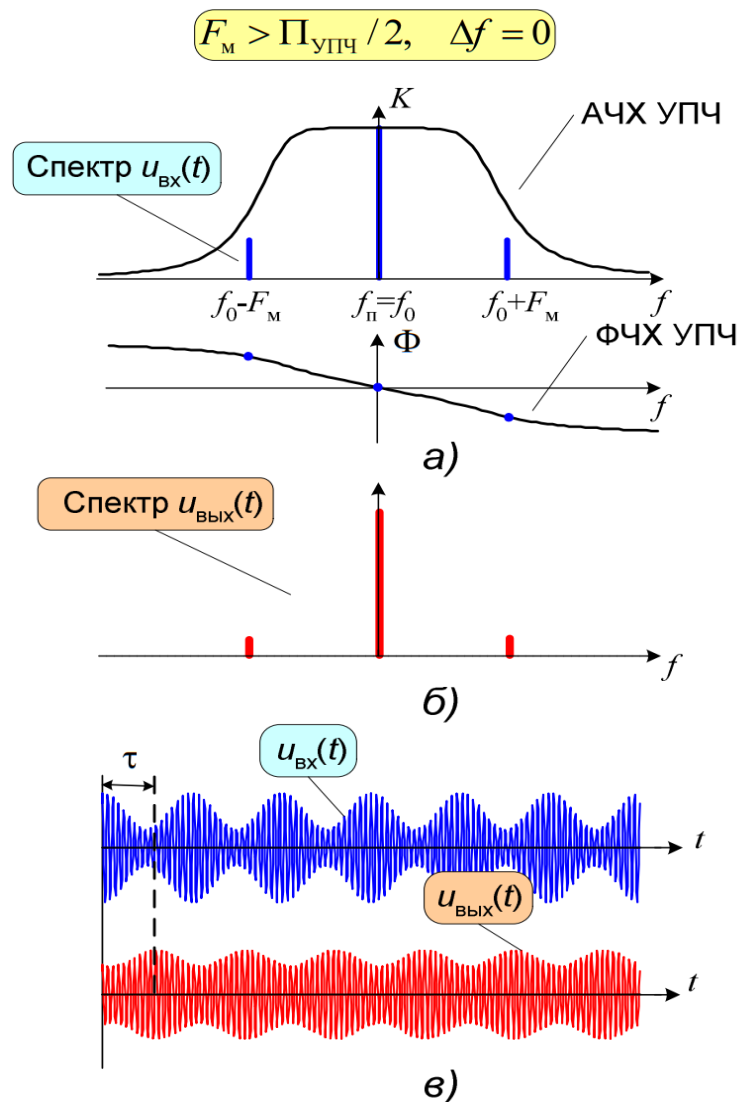


Рисунок 9 – Уменьшение глубины модуляции АМ сигнала из-за неравномерности АЧХ УПЧ

Видно, что в отсутствие расстройки между несущей частотой сигнала и центральной частотой УПЧ ($\Delta f = 0$) происходит уменьшение глубины амплитудной модуляции. В случае симметричной АЧХ коэффициент амплитудной модуляции сигнала на выходе УПЧ равен:

$$m_{\text{вых}} = m \cdot \kappa(f_0 \pm F_M),$$

где m – коэффициент модуляции сигнала на входе; $f_0 = f_{\Pi}$ – центральная частота УПЧ; $\kappa(f)$ – нормированная АЧХ УПЧ. Степень снижения глубины модуляции сигнала зависит от частоты модуляции, следовательно, линейные искажения усиливаемого сигнала в данном случае приводят к

линейным искажениям закона модуляции, т.е. формы огибающей сигнала на выходе УПЧ.

От вида фазочастотной характеристики $\Phi(\omega)$ УПЧ зависят фазовые сдвиги спектральных составляющих демодулированного сигнала. Если ФЧХ линейна в пределах ширины спектра сигнала, то происходит только групповое запаздывание сигнала на время τ (рисунок 9, в). Если же ФЧХ нелинейна или сигнал расстроен относительно промежуточной частоты приёмника, то наряду с амплитудно-частотными искажениями возникают и фазовые искажения.

Эпюры, поясняющие возникновение нелинейных искажений закона модуляции при несовпадении центральной частоты сигнала и частоты настройки УПЧ, приведены на рисунке 10.

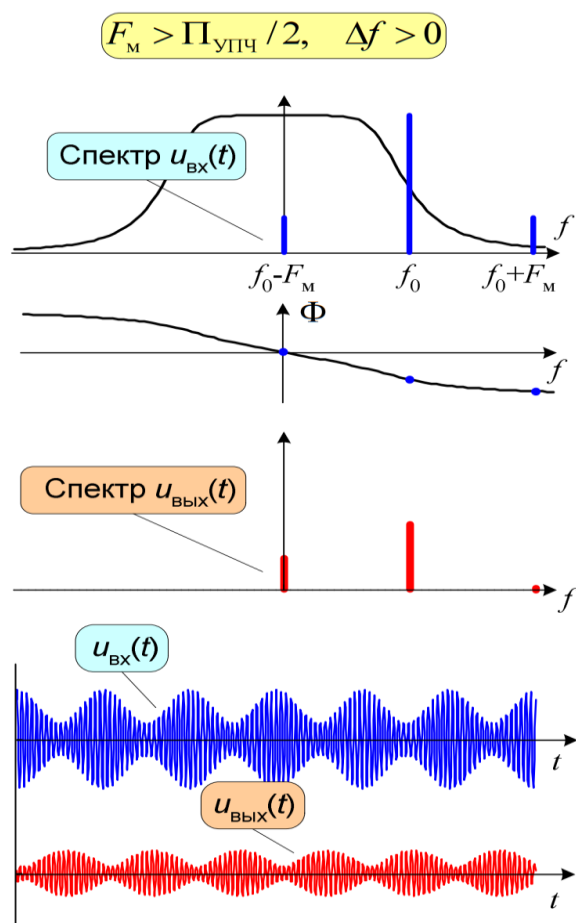


Рисунок 10 – К возникновению нелинейных искажений огибающей, обусловленных частотной расстройкой

Наиболее существенное проявление частотной расстройки заключается в уменьшении амплитуды несущей, частота которой оказывается вне пределов полосы пропускания УПЧ, и практически полном подавлении верхней боковой составляющей спектра сигнала. Всё

это приводит к снижению глубины АМ и, что самое существенное, к нелинейным искажениям формы огибающей сигнала на выходе УПЧ. Эти искажения при детектировании сигнала проявят себя как нелинейные искажения демодулированного колебания.

При прохождении ЧМ сигнала через приёмный тракт могут возникать искажения передаваемых сообщений. Они образуются в избирательных каскадах приёмника до частотного детектора, при детектировании в ЧД и при прохождении через блок низкой частоты. Основными причинами искажений сигнала в линейных избирательных каскадах приёмника являются:

- неравномерность амплитудно-частотной характеристики;
- нелинейность фазочастотной характеристики;
- взаимное рассогласование несущей частоты сигнала и частоты настройки УПЧ;
- несогласованность ширины спектра сигнала и полосы пропускания каскадов.

4 Задание на лабораторную работу

Задание. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim выполните моделирование фильтра сосредоточенной селекции.

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f_{ц}$, МГц	8,5	10	11	12	13	14	15	16	5	4
$f_{г1}, f_{г2}$, МГц	8,4; 8,6	9,9; 10,1	10,9; 11,1	11,9; 12,1	12,9; 13,1	13,9; 14,1	14,9; 15,1	15,9; 16,1	4,9; 5,1	3,9; 3,1
$f_{з1}, f_{з2}$, МГц	8,2; 8,8	9,7; 10,3	10,7; 11,3	11,7; 12,3	12,7; 13,3	13,7; 14,3	14,7; 15,3	15,7; 16,3	4,6; 5,4	3,6; 3,4
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$f_{ц}$, МГц	7	6	9	8,5	10	11	12	13	14	15
$f_{г1}, f_{г2}$, МГц	6,8; 7,2	5,8; 6,2	8,7; 9,3	8,4; 8,6	9,9; 10,1	10,9; 11,1	11,9; 12,1	12,9; 13,1	13,9; 14,1	14,9; 15,1
$f_{з1}, f_{з2}$, МГц	6,6; 7,4	5,6; 6,4	8,5; 9,5	8,2; 8,8	9,7; 10,3	10,7; 11,3	11,7; 12,3	12,7; 13,3	13,7; 14,3	14,7; 15,3
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$f_{ц}$, МГц	8,5	10	11	12	14	15	16	5	4	17
$f_{г1}, f_{г2}$, МГц	8,4; 8,6	9,9; 10,1	10,9; 11,1	11,9; 12,1	13,9; 14,1	14,9; 15,1	15,9; 16,1	4,9; 5,1	3,9; 3,1	16,9; 17,1
$f_{з1}, f_{з2}$, МГц	8,2; 8,8	9,7; 10,3	10,7; 11,3	11,7; 12,3	13,7; 14,3	14,7; 15,3	15,7; 16,3	4,6; 5,4	3,6; 3,4	16,7; 17,3

В таблице 1 – f_c – центральная частота, f_{z1} , f_{z2} – граничные частоты, f_{31} , f_{32} – частоты полосы заграждения.

Моделирование выполняется с помощью встроенной функции Multisim «Создатель схем», находящейся в строке меню → «Инструментарий» → «Создатель схем» → «Создатель фильтров». В открывшемся окне (рисунок 11) выбираем тип фильтра «**Полосовой**» и «**Баттерворта**». Затем указываем граничные частоты, частоты полосы заграждения и нагрузку фильтра, затухание в полосе прозрачности и полосе заграждения.

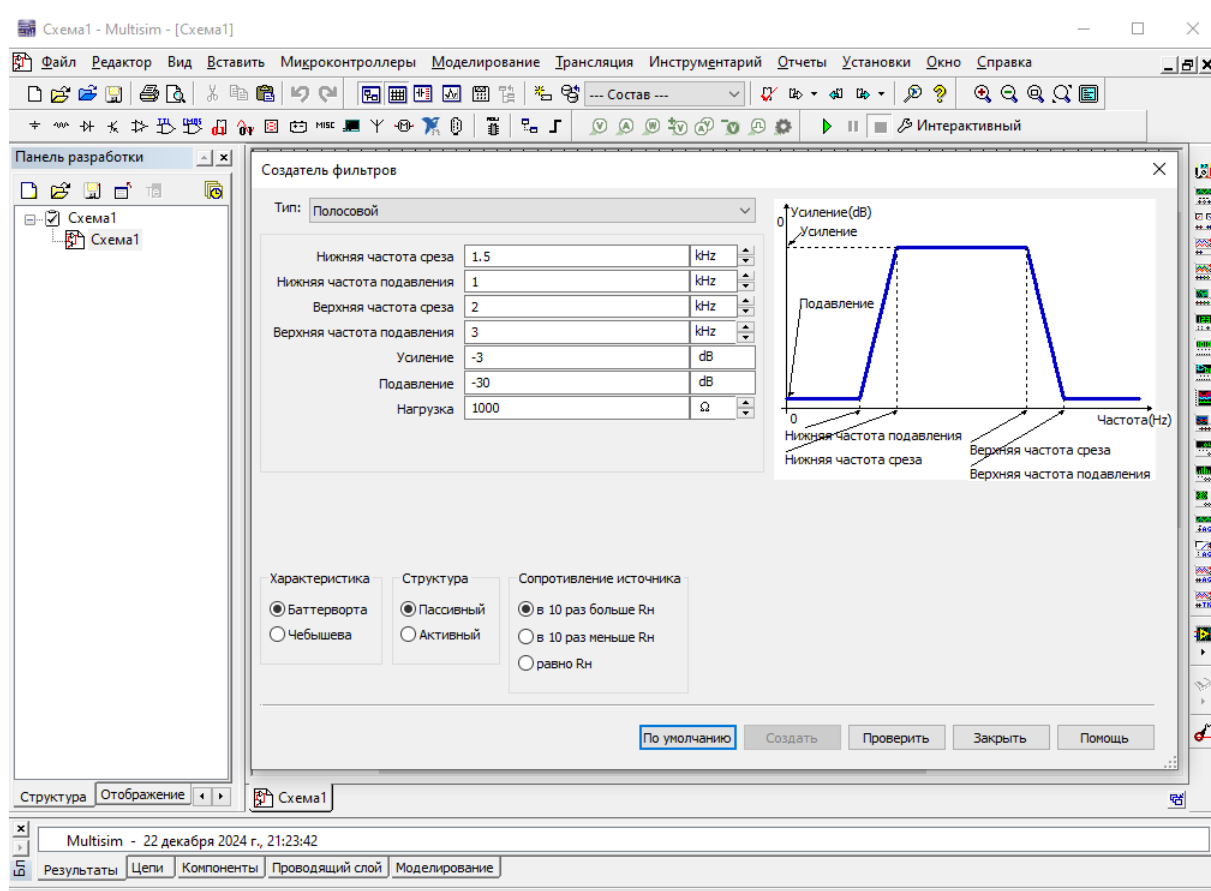


Рисунок 11 – Моделирование ФСС

Для всех вариантов затухание в полосе заграждения принять равным –30 дБ, усиление –3 дБ, а нагрузку фильтра $R_n=1$ кОм.

1. После введения исходных данных и успешного проведения расчёта создайте электрическую схему проектируемого ФСС в Multisim. Приведите её в отчёте.

2. Определите коэффициент прямоугольности по уровням 0,707 и 0,2.

3. Определите избирательность по соседнему каналу.

4. Проведите анализ влияния частоты настройки каждого контура на результат АЧХ. Для этого нужно дать однократное изменение величины емкости в каждом последующем контуре.

5. Проанализируйте ослабление сигнала в тракте ФСС (измерить сигнал на выходе каждого контура).

6. Найдите коэффициент передачи $k = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$.

7. Составьте отчёт о проделанной работе с приложениями в виде результатов анализа ФСС.

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о характеристиках фильтров сосредоточенной селекции.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;

- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответствующую численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Каково назначение ФСС и основные его функции в приемнике?
2. Какими основными качественными показателями характеризуются ФСС?
3. Что такое коэффициент прямоугольности?
4. С чем связано разделение функций избирательности и усиления в ФСС?
5. Что такое избирательность по соседнему каналу?
6. Как влияет ослабление сигнала в тракте ФСС на выходе каждого контура?
7. Какие функции выполняет усилитель промежуточной частоты в составе супергетеродинного приёмника?
8. Какие требования предъявляются к форме АЧХ и ФЧХ УПЧ?
9. Что называется коэффициентом прямоугольности АЧХ?
10. На какие две большие группы делятся УПЧ?
11. Какой УПЧ называется усилителем с распределённой избирательностью?
12. Какой УПЧ называется усилителем с сосредоточенной избирательностью?
13. Как изменяется полоса пропускания УПЧ с одинаково настроенными одиночными колебательными контурами при увеличении количества каскадов?
14. Как следует изменять полосу пропускания каждого каскада УПЧ при увеличении числа каскадов для того, чтобы полоса пропускания УПЧ оставалась неизменной?
15. Какой из двух УПЧ обеспечивает лучшую избирательность по соседнему каналу, если коэффициент прямоугольности АЧХ первого усилителя равен 2, а второго 1,2?

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

4 балла (или оценка «**отлично**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

3 балла (или оценка «**хорошо**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

2 балла (или оценка «**удовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-1 балл (или оценка «**неудовлетворительно**») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ДЕТЕКТОРОВ АМ, ЧМ И ФМ СИГНАЛОВ

1 Цель работы

– исследование физических процессов при детектировании амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и фазомодулированных сигналов в радиоприёмном устройстве с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Детектирование – процесс выделения низкочастотного переданного сообщения из принятого высокочастотного модулированного сигнала.

Детектор – это каскад радиоприёмного устройства, в котором производится преобразование входного высокочастотного модулированного радиосигнала или сигнала промежуточной частоты в низкочастотный сигнал, изменяющиеся по закону первичного низкочастотного модулирующего сигнала, т.е. детектор – это каскад радиоприемника, который создает ток (или напряжение) модулирующей частоты.

Детекторы преобразуют принимаемые модулированные сигналы в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению путем преобразования спектра принимаемого сигнала из области верхних частот (радиодиапазона) в область нижних частот (спектра звуковых сигналов, сигналов изображения или сигналов дистанционного управления). В

зависимости от вида модуляции **различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.**

Амплитудное детектирование возможно при помощи нелинейных цепей или синхронных детекторов. Детекторы с нелинейными элементами как более простые получили преимущественное применение.

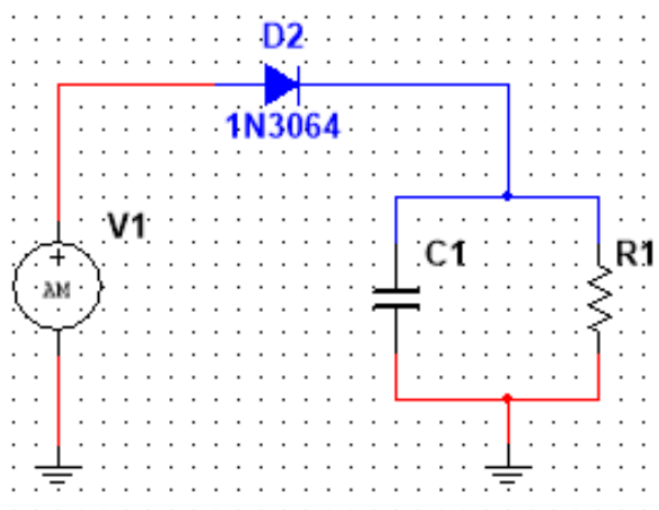


Рисунок 1 – Диодный амплитудный детектор

Рассмотрим принцип работы детектора амплитудно-модулированных сигналов. В промежутки времени от t_1 до t_2 (рисунок 1) ток через диод $i_{зар}$ заряжает конденсатор C_n , напряжение на котором будет увеличиваться. В следующую часть периода напряжение на аноде диода отрицательное и ток через диод практически прекращается, и конденсатор разряжается (ток $i_{разр}$) через резистор R_n . Для детекторов радиосигналов принимается условие, что $R_n C_n \gg T_1$ (постоянная времени нагрузки детектора значительно больше периода промежуточной частоты). Поэтому напряжение на конденсаторе за время его разряда уменьшится незначительно.

За часть следующего полупериода, когда входное напряжение снова положительно, через диод опять течет ток, увеличивающий напряжение на конденсаторе. Затем напряжение на конденсаторе снова несколько уменьшается. В цепи нагрузки существует динамическое равновесие, при котором увеличение напряжения на конденсаторе оказывается равным его уменьшению. Эти колебания напряжения на нагрузке при выполнении неравенства $R_n C_n \gg T_1$ оказываются очень малыми.

Поэтому в цепи диода течет ток i_0 и напряжение на нагрузке R_n будет содержать большую постоянную составляющую U_0 и очень малую переменную составляющую высокой частоты. Постоянное напряжение приложено к диоду, при этом на его аноде относительно катода приложено

запирающее напряжение. За счет этого ось времени сдвигается влево в область отрицательных значений на величину U_0 (рисунок 2)

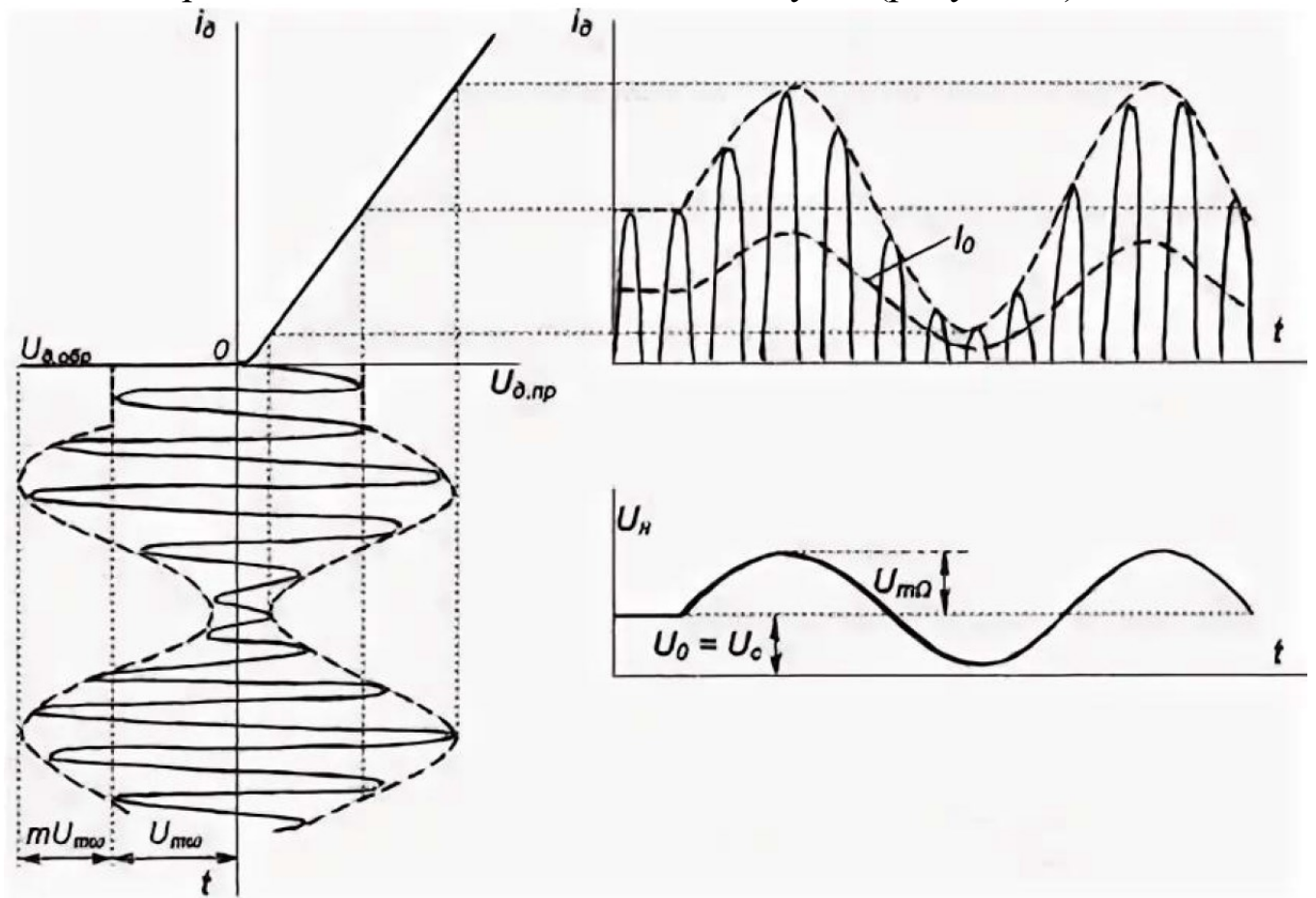


Рисунок 2 – Принцип работы АМ детектора

Если на вход детектора будет подан модулированный сигнал U_{mw} , то напряжение U_0 будет изменяться в соответствии с законом модуляции, т.е. с увеличением амплитуды входного сигнала будет увеличиваться по сравнению с U_0 , а при уменьшении амплитуды – станет меньше U_0 .

Постоянная времени RC-фильтра на выходе детектора выбирается так, чтобы обеспечить неискаженное воспроизведение огибающей АМ - колебаний ($RC \ll 1/f_m$) и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций ($RC \gg 1/f_n$). Если частота несущей f_n значительно превышает частоту модуляции f_m , так что $f_n/f_m \gg 1$, то искомая ёмкость фильтра C определяется из условия минимизации искажений, обусловленных инерционностью детектора при максимальных значениях коэффициента m и частоты модуляции f_m :

$$C \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi f_m \cdot R \cdot m}.$$

Если постоянная времени RC-фильтра слишком мала, то для напряжения на выходе детектора характерны высокочастотные пульсации. Если величина произведения RC чрезмерно велика, то при уменьшении амплитуды детектируемого напряжения конденсатор C не успевает разряжаться через резистор R, и напряжение на выходе детектора не отслеживает изменение амплитуды входного колебания.

Характеристики и параметры амплитудных детекторов:

1. *Детекторная характеристика* представляет собой зависимость постоянной составляющей напряжения на выходе детектора $\bar{U}$ от амплитуды U_ω высокочастотного входного напряжения, может быть приближенно рассчитана по формуле:

$$\bar{U} = U_\omega \cdot \cos \Theta,$$

где Θ – угол отсечки тока диода, равный половине фазового угла, в течение которого диод открыт, то есть через него протекает ненулевой ток. Величина Θ существенно зависит лишь от параметров схемы:

$$\Theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S \cdot R}},$$

где S – крутизна ВАХ диода (рисунок 3), показывающая отношение изменения выходного тока I к вызвавшему его изменению управляющего напряжения U .

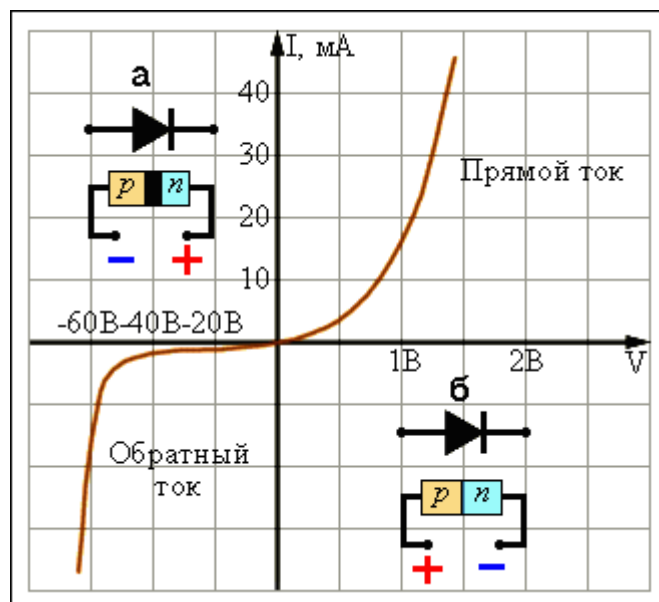


Рисунок 3 – Вольтамперная характеристика диода

2. *Коэффициент передачи для немодулированного сигнала* определяется выражением $K = \bar{U} / U_\omega$.

3. **Коэффициент передачи** $K_{\Omega}=U_{\Omega}/mU_0$ для модулированного сигнала, где U_{Ω} – амплитуда модулирующего напряжения на выходе детектора; U_0 – амплитуда напряжения несущей частоты входного сигнала; m – коэффициент модуляции; mU_0 – амплитуда огибающей модулированного сигнала на его входе.

4. **Входное сопротивление детектора** $R_{ВХ}=U_0/I_{1w}$, где I_{1w} – ток первой гармоники.

5. **Выходное сопротивление детектора** $R_{ВЫХ}=U_{\Omega}/I_{\Omega}$, где I_{Ω} – ток модулирующего сигнала.

6. **Коэффициент частотных искажений** m_{Ω} определяется частотной характеристикой диодного детектора, имеющий вид $m_{\Omega}=K_{\Omega}/K$, где K – коэффициент передачи на нижней и верхней частоте. В общем случае в безынерционном детекторе искажения зависят от значений емкости C , общего сопротивления ($R_{ВЫХ}$ и R_H) детектора R_{Σ} и частоты модулирующего колебания.

7. **Нелинейные искажения сигнала** $K_{Г}=(I_2+I_3+I_4 + \dots)^2/I_1$, где I_1 – амплитуда основной гармоники; $I_2, I_3 \dots$ – высшие гармоники выходного сигнала, выделяемые на сопротивлении нагрузке детектора.

Частотным детектором (ЧД) называют устройство, служащее для получения напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала.

Принцип работы частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью.

Преобразовать ЧМ-колебание можно в следующие виды колебаний:

1. Колебание с амплитудной модуляцией с последующим использованием амплитудного детектора.

2. В фазочастотное колебание с последующим фазовым детектированием.

3. В импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т.д.

В данной лабораторной работе рассматривается преобразование ЧМ колебания в АМ колебание. Остановимся на нём подробнее.

Для преобразования ЧМ в АМ используется устройство, у которого амплитуда выходного напряжения пропорционально изменению частоты входного сигнала $U_{ВЫХ}=f(\omega_{ВХ})$.

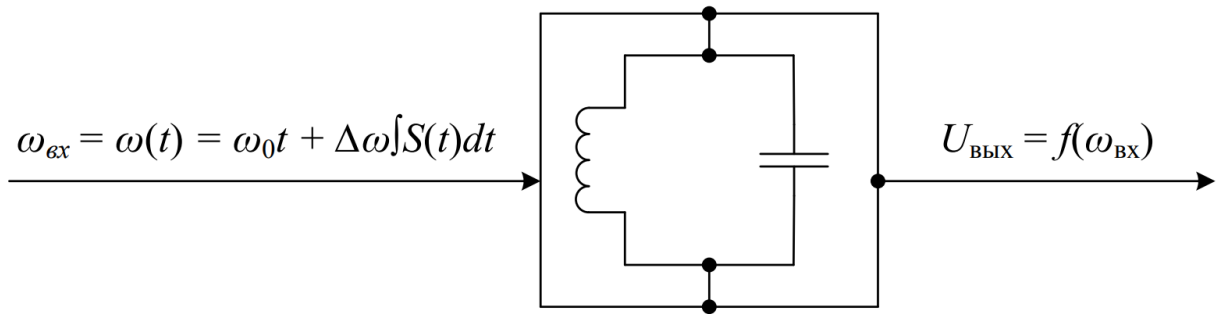


Рисунок 4 – Сущность преобразования ЧМ в АМ

Существует 3 варианта реализации детектирования в этом случае:

- на *одном расстроенном контуре*;
- на *двух расстроенных контурах*;
- на *одном настроенном контуре*.

Частотное детектирование можно выполнять, подавая ЧМ-сигнал на колебательный контур так, чтобы весь спектр частот ЧМ-сигнала $\Delta\omega$ с несущей частотой пришелся на склон резонансной кривой $U_k(\omega)$ контура (рисунок 5).

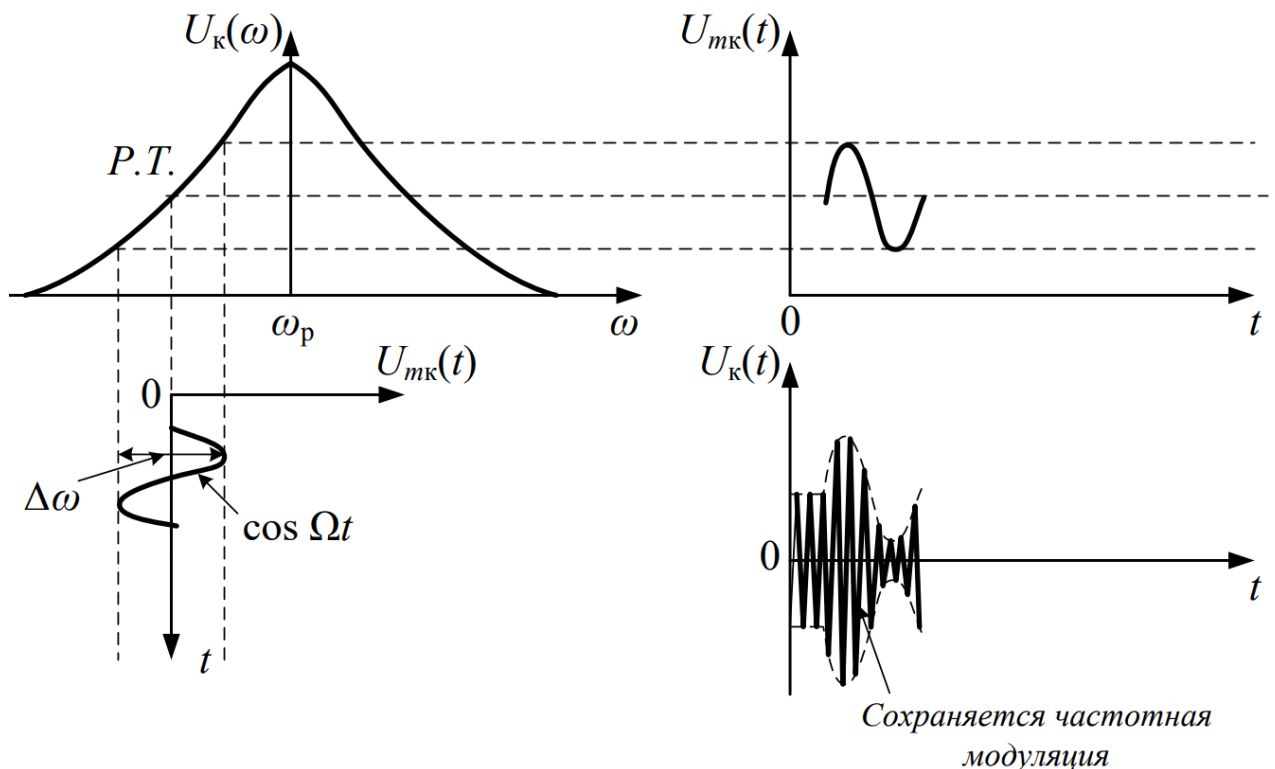


Рисунок 5 – Детектирование ЧМ-сигнала на одном расстроенном контуре

Иными словами, резонансная частота контура на оси частот должна лежать или выше (как на рисунке), или ниже полосы частот ЧМ-сигнала. Тогда изменение частоты колебаний по закону информационного сигнала

$\Delta\omega$ вызовет аналогичное изменение амплитуды колебаний напряжения на контуре $U_k(t)$.

Далее ЧМ-сигнал с изменяющейся амплитудой подвергают амплитудному детектированию. В результате на выходе детектора получают сигнал, повторяющий изменения амплитуды, а значит, отражающий функцию – в итоге имеем информационный сигнал. Таким образом, схемотехнически частотный детектор представляет собой симбиоз колебательной системы (контра) и амплитудного детектора (рисунок 6).

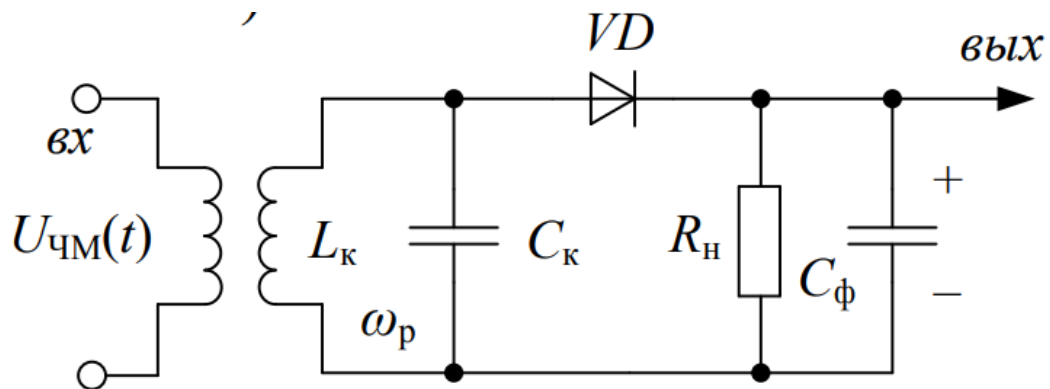


Рисунок 6 – Принципиальная схема детектора на одном расстроенном контуре

Рассмотрим случай гармонической модуляции. Пропустим через контур с резонансной частотой ω_p ЧМ-колебание, которое описывается функцией $U_{\text{чм}}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m \cos(\Omega t))$. Считаем $\omega_p > \omega_0$ (см. рисунок 2). Напряжение на контуре окажется модулированным и по частоте, и по амплитуде. После прохождения такого колебания через амплитудный детектор на его выходе получим колебание на частоте модуляции $U_k(t) = U_k \sin(\Omega t)$ с амплитудой пропорциональной индексу модуляции $U_k \sim m \cdot U_0$.

Свойства ЧМ-детектора описывают **детекторной характеристикой** – зависимостью напряжения на выходе устройства U_k (на выходе АМ-детектора) от частоты ω напряжения (немодулированного), действующего на входе частотного детектора (на входе контура). Очевидно, что детекторная характеристика практически повторяет форму резонансной кривой контура $U_k(\omega)$ (рисунок 5).

Схема, представленная на рисунке 6, имеет следующие недостатки:

1. При отсутствии модуляции имеется большая постоянная составляющая тока в PT .

2. Маленький линейный участок – это ограничивает девиацию частоты $\Delta\omega$. Чем выше $\Delta\omega$, тем лучше устраняется ВЧ составляющая.

Протяженность линейного участка детекторной характеристики и ее крутизну увеличивают, строя частотные детекторы по **дифференциальной (разностной) схеме** (рисунок 7).

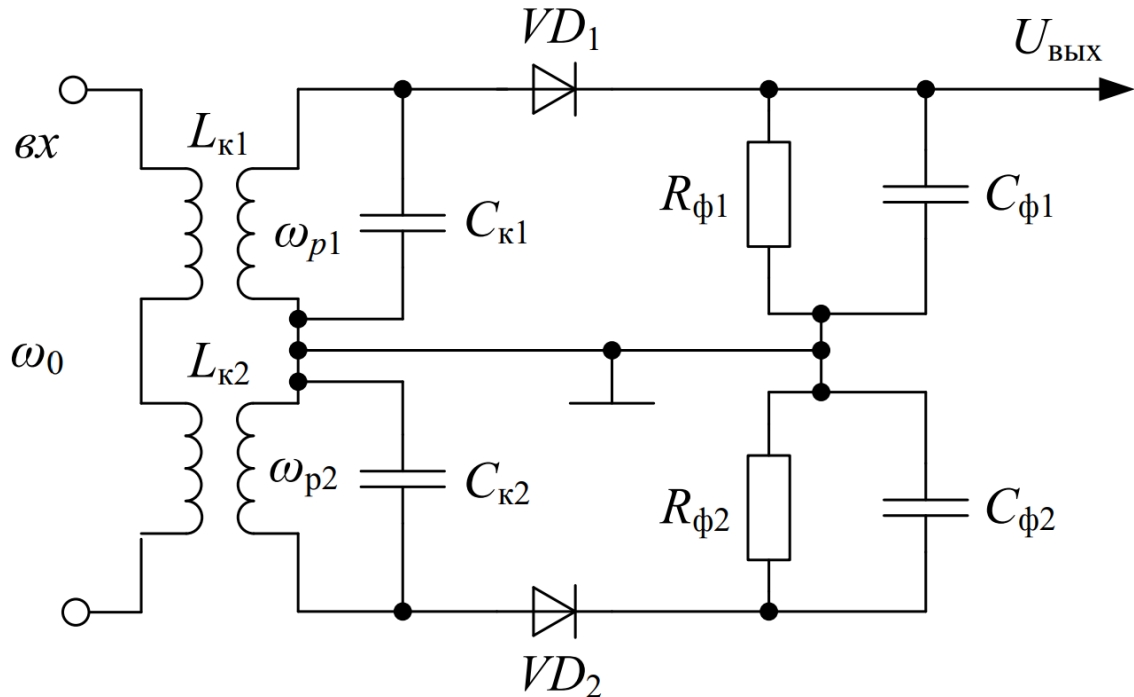


Рисунок 7 – Принципиальная схема ЧМ детектора на двух взаимнорасстроенных контурах

В дифференциальном детекторе используют два амплитудных детектора и два контура, настроенные на разные частоты – выше и ниже несущей частоты. При такой настройке спектр частот ЧМ-сигнала попадает на правый склон резонансной кривой одного контура и на левый склон другого. Желательно иметь контуры с одинаковой добротностью и обеспечить одинаковые по модулю отклонения несущей частоты ЧМ-колебания от резонансных частот контура. В этом случае сигналы на выходе контуров будут подобны и инверсны. Модулирующий сигнал получают, вычитая напряжения на выходе амплитудных детекторов.

На рисунке 8 показана детекторная характеристика дифференциального частотного детектора для симметричного случая – когда контуры имеют одинаковые добротности и одинаковую расстройку (по модулю) от несущей частоты ЧМ-сигнала ω_0 .

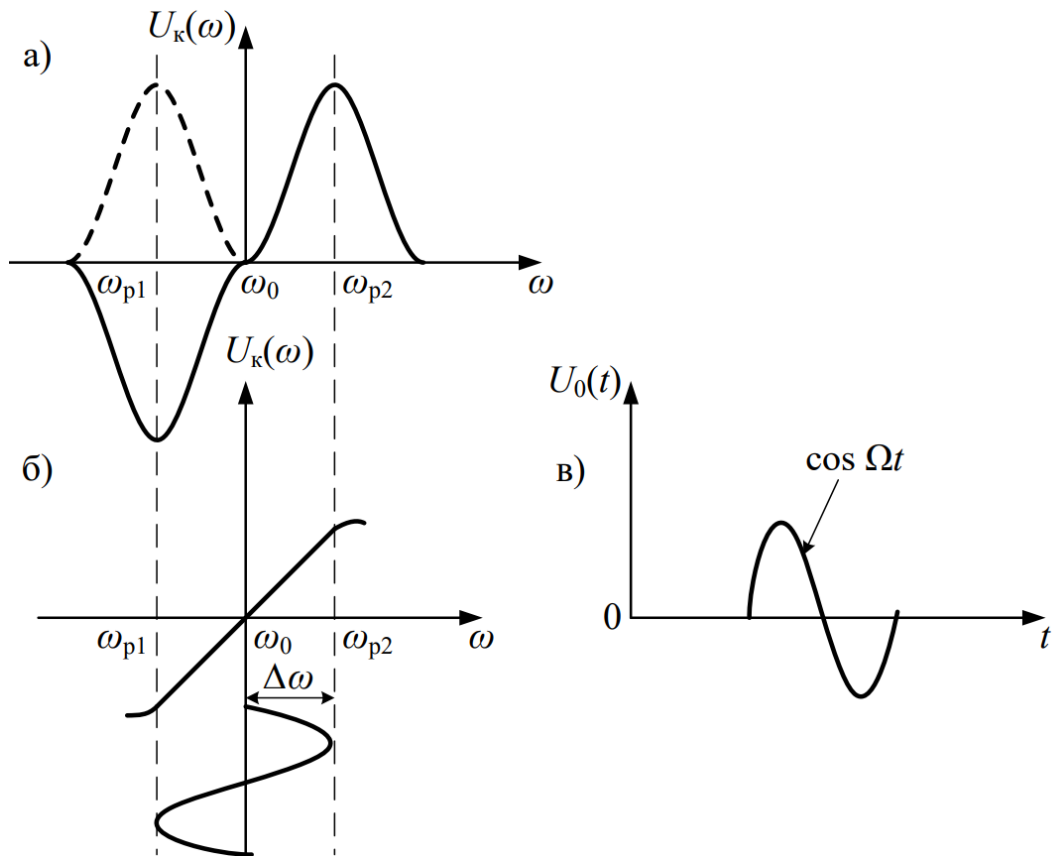


Рисунок 8 –АЧХ расстроенных контуров (а); характеристика детектирования частотного детектора (б); напряжение на выходе детектора (в)

Настройка дифференциального детектора сводится к сближению точки перехода детекторной характеристики через ноль оси частот и несущей частоты ω_0 .

Крутизна детекторной характеристики определяется для линейного участка этой характеристики как производная:

$$S_{\text{чд}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{d(\Delta\omega)}.$$

Коэффициент передачи частотного детектора определяется при гармонической модуляции $x(t) = U_c \cos(\omega t)$ с частотой ω отношением:

$$k_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{U_c (\Delta\omega_m / \omega_c)},$$

где U_{Ω} – амплитуда низкочастотного сигнала на выходе частотного детектора.

4. **Частотная характеристика** представляет собой зависимость амплитуды низкочастотного сигнала U_{Ω} на выходе частотного детектора

от частоты модуляции Ω при условии постоянства амплитуды модулирующего сигнала.

На рисунке 9 изображена схема одноконтурного ЧМ детектора, собранного в Multisim.

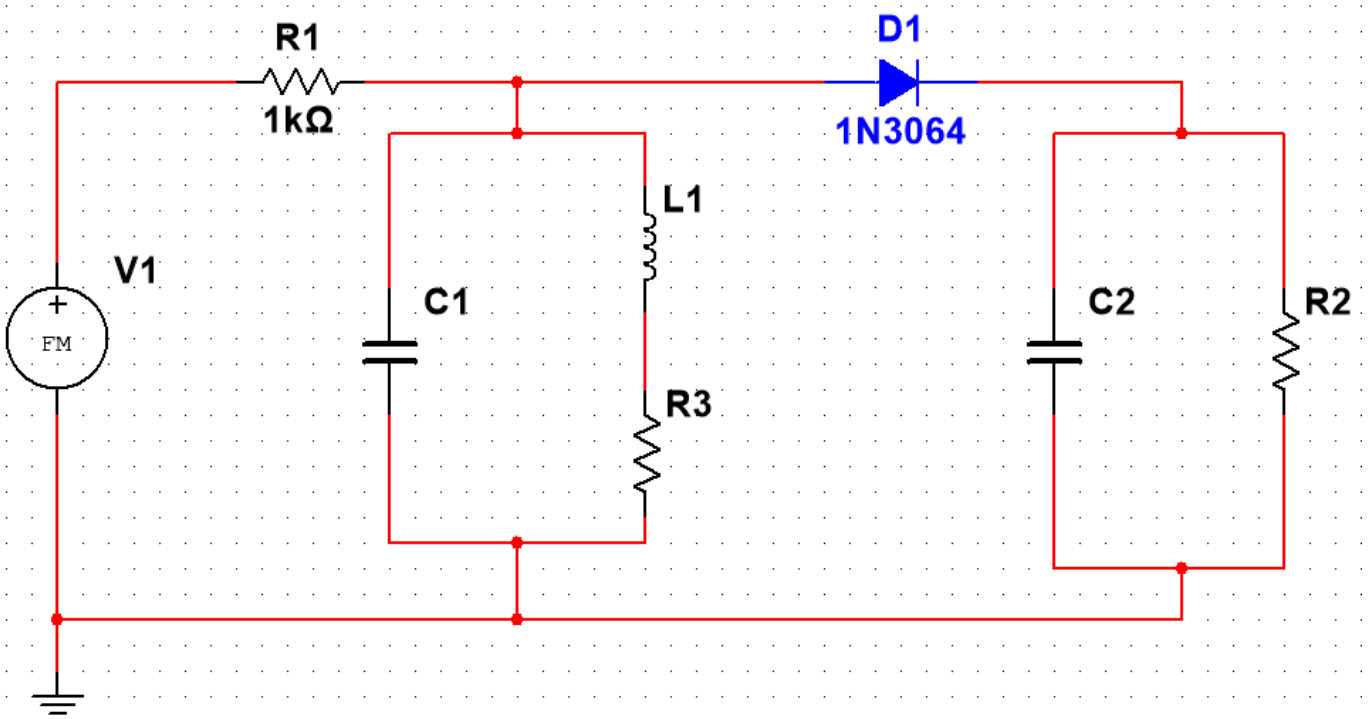


Рисунок 9 – Схема одноконтурного детектора ЧМ-сигналов

Параллельный колебательный контур $R_3L_1C_1$ преобразует закон изменения частоты в закон изменения амплитуды, т.е. происходит преобразование ЧМ колебания в АЧМ колебание, которое затем подается на вход амплитудного детектора. Данный контур настраивается так, чтобы несущая частота вместе с девиацией частоты помещалась на скат левой или правой АЧХ колебательного контура.

Параллельный колебательный контур – это параллельное соединение конденсатора C и катушки индуктивности L , подключенное к источнику возбуждения $U_{вх}$. С учетом относительно малых активных сопротивлений R_L и R_C , отражающих потери в реальных компонентах цепи, полная схема параллельного колебательного контура имеет вид, показанный на рисунке 10.

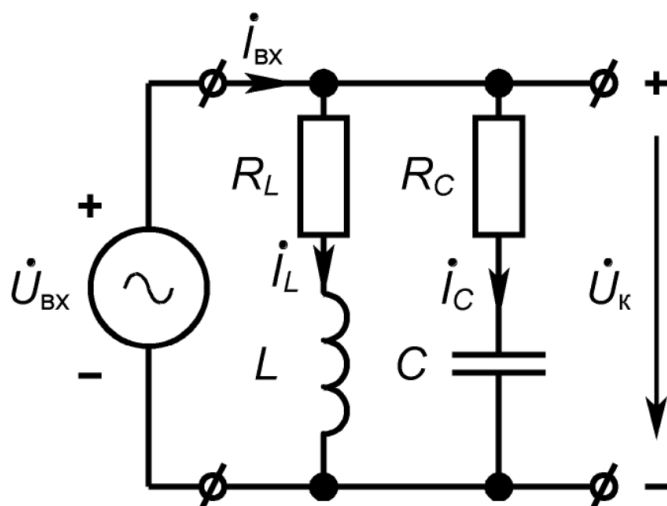
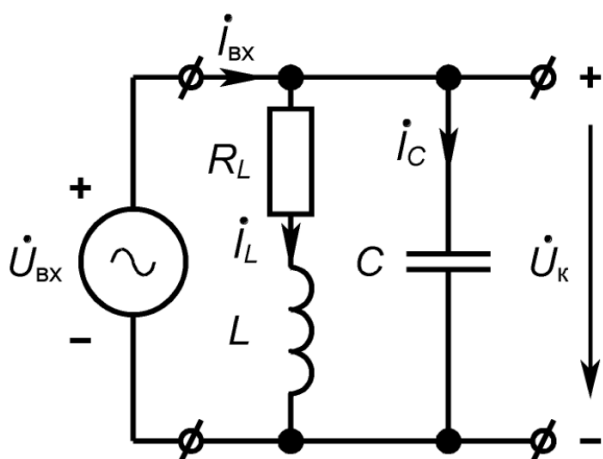
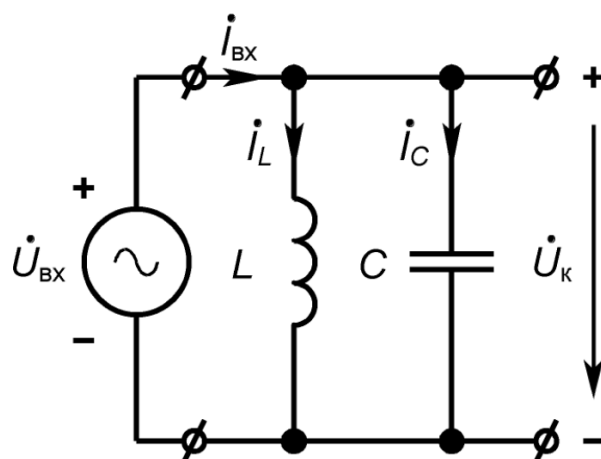


Рисунок 10 – Полная схема параллельного колебательного контура с учетом потерь в реактивных элементах

Анализ полной схемы позволяет получить *общие* результаты, учитывающие потери в реальных компонентах контура, всегда имеющие место в реальной электрической цепи. Однако сложность и трудоемкость анализа при этом существенно возрастают. Учитывая, что *потери в катушке индуктивности и в конденсаторе относительно невелики* (особенно в конденсаторе, так как на практике всегда выполняется неравенство $R_L \gg R_C$), *зачастую для анализа параллельного колебательного контура используют упрощенные схемы*, пренебрегая потерями либо только в конденсаторе (рисунок 11, а), либо одновременно и в конденсаторе, и в катушке (рисунок 11, б). Последняя схема изображает идеальный параллельный колебательный контур без потерь.



а)



б)

Рисунок 11 – Упрощенные схемы параллельного КК: без учета потерь в конденсаторе (а); без учета потерь в реактивных элементах контура (б) (идеальный параллельный колебательный контур)

Пусть на контур поступает гармоническое напряжение с нулевой начальной фазой, т.е. $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{мвх}} \sin(\omega t)$. Согласно первому закону Кирхгофа для действующих значений токов контура в комплексном виде справедливо:

$$\dot{I} = \dot{I}_L = \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{Z_L} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R_L + j\omega L},$$

$$\dot{I} = \dot{I}_L = \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{Z_C} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R_C - j/\omega C}.$$

где токи в ветвях с катушкой индуктивности L и конденсатором C , соответственно, составляют:

Поскольку потери в реальных реактивных компонентах контура относительно малы, в широкой полосе частот (за исключением небольших областей частот вблизи предельных значений) выполняется неравенства: $\omega L \gg R_L$, $1/\omega C \gg R_C$. Следовательно, для модулей и аргументов комплексных рассматриваемых токов справедливо:

$$I_L = \frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{R_L^2 + \omega^2 L^2}} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{\omega L},$$

$$I_C = \frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{R_C^2 + 1/\omega^2 C^2}} \approx U_{\text{вх}} \cdot \omega C.$$

На частоте, близкой к резонансной $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$, модули сопротивлений конденсатора и катушки индуктивности равны между собой:

$$X_L(\omega_p) = X_C(\omega_p)$$

и равны характеристическому сопротивлению контура

$$\omega_p L = 1/\omega_p C = \rho.$$

Отсюда, выражение для определения частоты точного резонанса:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{\rho^2 - R_L^2}{\rho^2 - R_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{1 - R_L^2/\rho^2}{1 - R_C^2/\rho^2}},$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление.

Резонанс в параллельном колебательном контуре возможен лишь в случаях, когда одновременно выполняются неравенства $R_L < \rho$, $R_C < \rho$ или $R_L > \rho$, $R_C > \rho$. В противном случае частота ω_0 является комплексным числом, и резонанс в цепи невозможен.

В случае, когда $R_L = R_C = \rho$, наблюдается так называемый «безразличный» резонанс, при котором на любой частоте входного сигнала входное сопротивление параллельного колебательного носит чисто активный характер и равно ρ .

Входное сопротивление параллельного колебательного контура будет носить практически чисто активный характер и составит:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\rho^2}{R} = Q \cdot \rho = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} = \frac{1}{R \cdot \omega_0^2 C^2}.$$

Следует отметить, что при расчете добротности параллельного колебательного контура учитываются суммарные потери в реактивных элементах контура, т.е.

$$Q = \rho / R = \rho / (R_L + R_C).$$

При работе любого устройства, в том числе и реального источника питания, вырабатывающего электроэнергию, на его внутренних цепях всегда имеют место бесполезные потери энергии: на контактах, на проводах, выводах, на осуществление самого процесса получения электроэнергии, и т.д. Следовательно, количество энергии, которую может отдать источник во внешнюю цепь, всегда меньше энергии, которую он вырабатывает. Внутренние потери энергии источника питания принято характеризовать его внутренним сопротивлением R_r , являющимся важнейшим параметром любого источника. Рассмотрим, как влияет величина R_r источника сигнала, используемого для возбуждения параллельного КК, на частотно-избирательные свойства последнего.

На рисунок 12 приведен параллельный колебательный контур с реальным источником возбуждения, обладающим конечной величиной внутреннего сопротивления R_r .

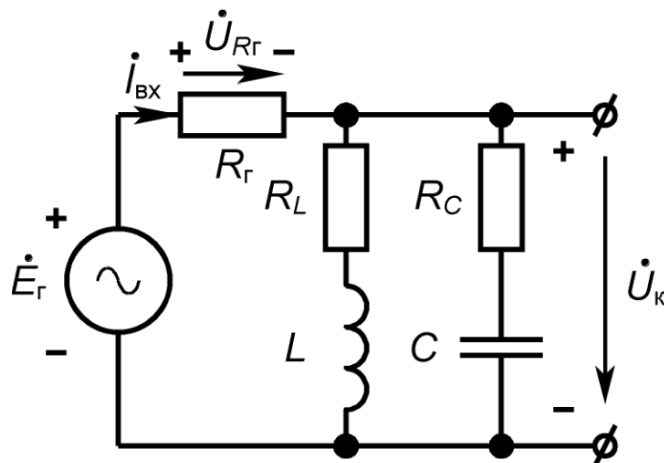


Рисунок 12 – Возбуждение параллельного КК от реального источника напряжения с конечной величиной внутреннего сопротивления R_r

Для комплекса напряжения на контуре $\dot{U}$ справедливо:

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ex}}}.$$

На частоте резонанса $\omega = \omega_0$ при $R_{\text{вх}} = Q \cdot r$ выполняется

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ex}0}}.$$

Введем понятие эквивалентной добротности параллельного колебательного контура Q_3 :

$$Q_3 = \frac{Q}{1 + (R_{\text{ex}} / R_{\Gamma})}.$$

Из данного выражения следует:

а) если на входе цепи действует идеальный источник напряжения ($R_{\text{с}}=0$), то $Q_3=0$, т.е. параллельный колебательный контур не обладает частотно-избирательными свойствами;

б) в случае, когда на входе цепи действует идеальный источник тока ($R_{\text{с}}=\infty$), то $Q_3=Q=r/(R_{\text{Л}}+R_{\text{С}})$, следовательно, параллельный колебательный контур обладает точно такими же частотно-избирательными свойствами, как у последовательного контура, собранного из тех же элементов.

Модуль нормированного контурного напряжения, описывающий амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) этого параметра, определяется по известной методике и составляет:

$$\frac{U_{\kappa}}{U_{\kappa 0}} = 1 / \sqrt{1 + Q_3^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}.$$

На рисунке 13 представлены АЧХ нормированного контурного напряжения параллельного колебательного контура, возбуждаемого от источника напряжения с конечной величиной внутреннего сопротивления, при различных значениях эквивалентной добротности Q_3 .

Видно, что с увеличением эквивалентной добротности Q_3 полоса пропускания цепи сужается, что свидетельствует об улучшении ее частотно-избирательных свойств – рисунок 13. Наиболее ярко эта тенденция проявляется при относительно небольших добротностях. При $Q_3 < 1$ рассматриваемая цепь практически не обладает частотной избирательностью – красная кривая.

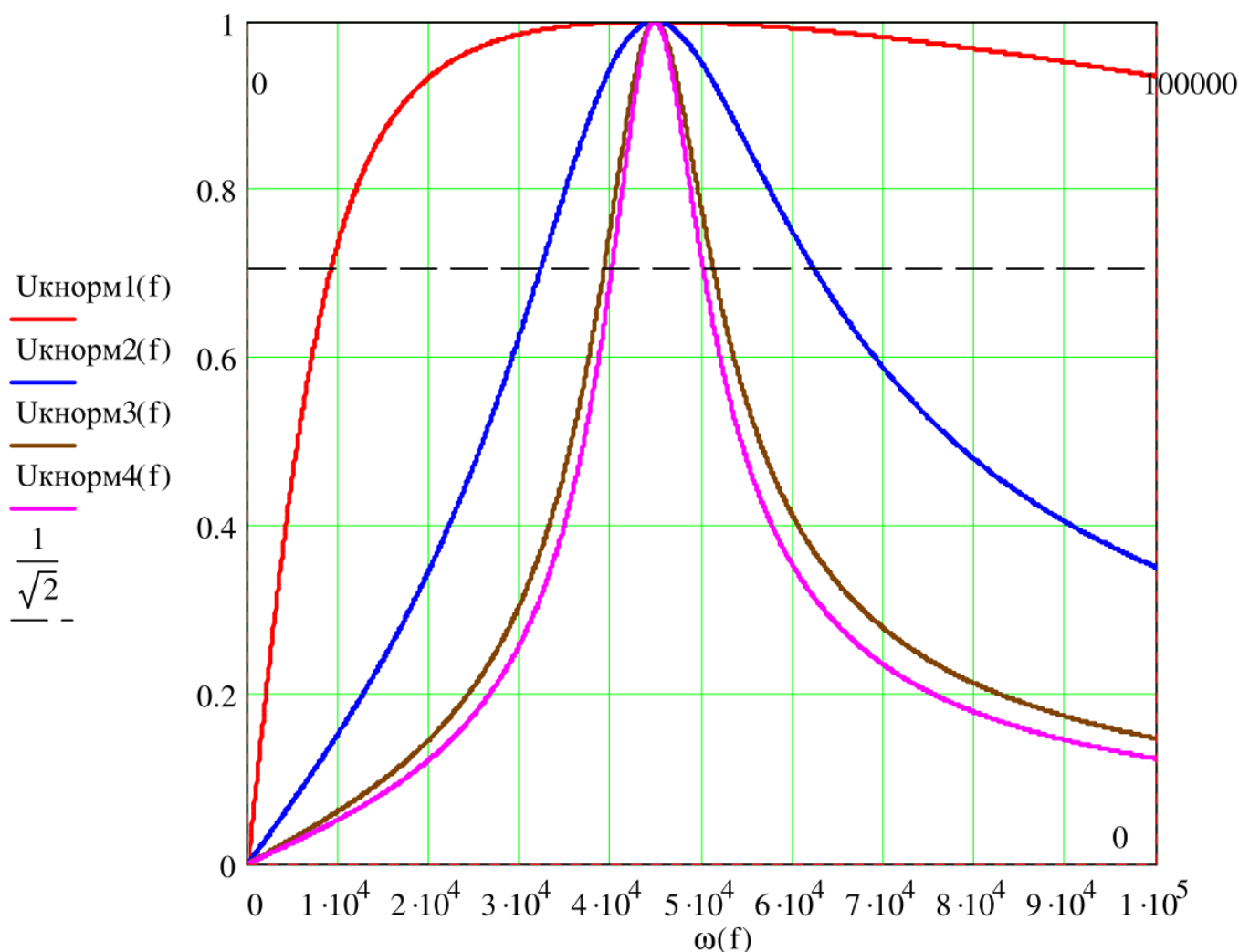


Рисунок 13 – АЧХ контурного напряжения параллельного колебательного контура, возбуждаемого от реального источника сигнала с конечной величиной внутреннего сопротивления, при различных эквивалентных добротностях контура: $Q_3 \approx 0,213$ – красная кривая; $Q_3 \approx 1,5$ – синяя кривая; $Q_3 \approx 3,7$ – коричневая кривая; $Q_3 \approx 4,5$ – розовая кривая

Определим граничные частоты и полосу пропускания рассматриваемой цепи.

Граничное значение нормированного контурного напряжения составляет:

$$\left(\frac{U_{\kappa}}{U_{\kappa 0}} \right)_{\omega_{\kappa 0}} = 1 / \sqrt{1 + Q_3^2 \left(\frac{\omega_{\kappa p}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{\kappa p}} \right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Решая полученное уравнение относительно граничных частот, после преобразований получаем:

$$f_{\kappa p1} = f_{\kappa} = \frac{f_0}{2Q_3} \left(\sqrt{1 + 4Q_3^2} - 1 \right),$$

$$f_{ep2} = f_s = \frac{f_0}{2Q_3} (\sqrt{1 + 4Q_3^2} + 1).$$

При этом абсолютная полоса пропускания контура составляет:

$$\Delta f = f_s - f_n = \frac{f_0}{Q_3} = \frac{f_0}{Q} \left(1 + \frac{R_{ex}}{R_r} \right).$$

В частотных детекторах с расстроенными контурами преобразователем частотной модуляции в амплитудную модуляцию является двухконтурная система с взаимно расстроенными контурами относительно средней частоты входного сигнала ω_0 и двумя амплитудными диодными детекторами. В частотном детекторе с расстроенными контурами контуры частотного различителя расстроены на $\Delta\omega$ в разные стороны относительно среднего значения частоты входного сигнала детектора ω_0 . Один из контуров настроен на частоту $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_0$ несколько выше средней частоты принимаемого сигнала ω_0 , второй на частоту $\omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega_0$ ниже ω_0 . При возрастании частота сигнала $\omega_{вх}$ приближается к резонансной частоте первого контура ω_1 и удаляется от частоты настройки второго контура ω_2 .

Напряжение на первом контуре увеличивается, а на втором уменьшается. Сигнал с частотной модуляцией становится амплитудно-частотно-модулированным. На рисунке 14 изображена схема частотного дискриминатора, собранного в Multisim.

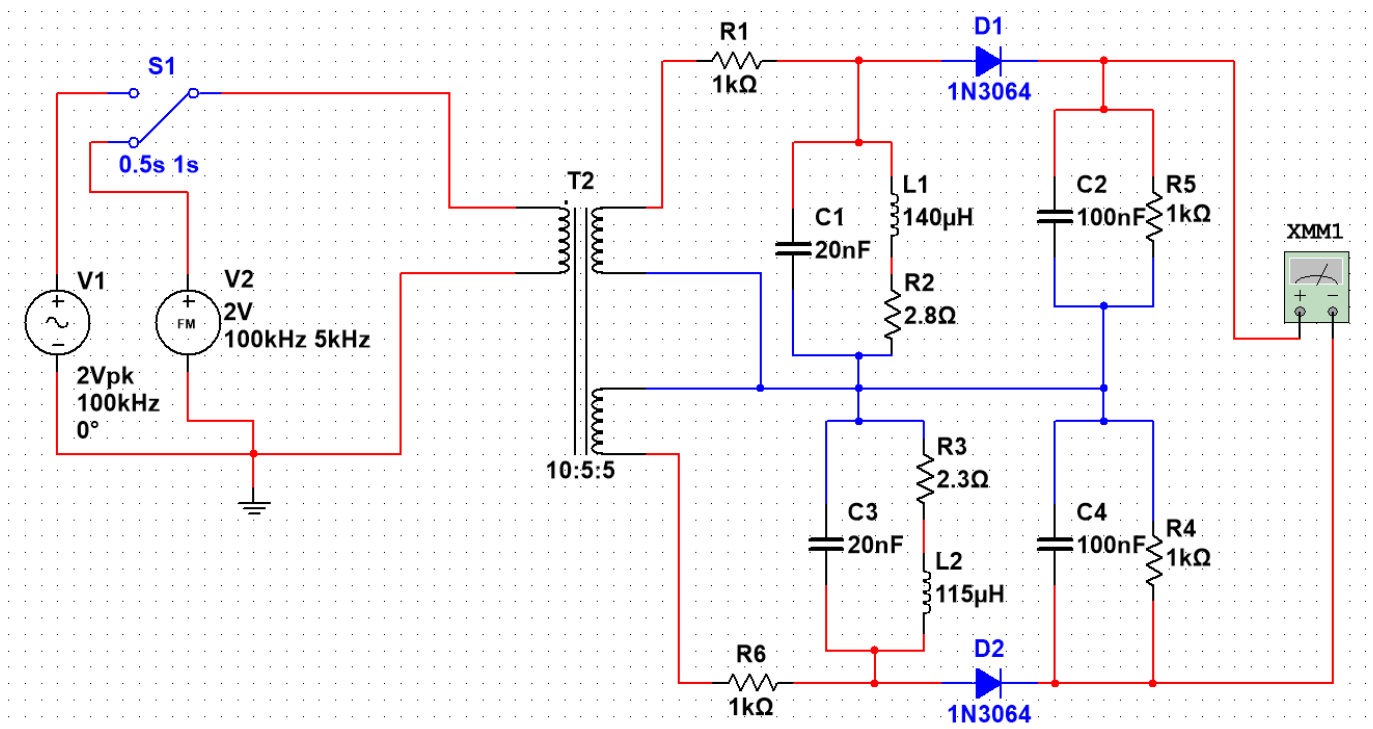
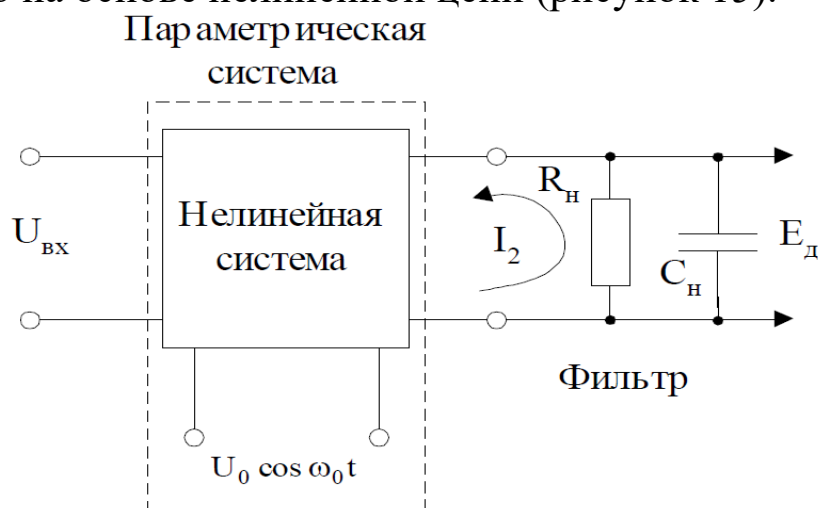


Рисунок 14 – Частотный дискриминатор

Из контуров напряжения поступают на амплитудные диодные детекторы. Результирующее напряжение образуется как разность двух напряжений: $u_{\text{ВЫХ}} = u_{R4} - u_{R5} = K_d(U_{R4} - U_{R5})$, где K_d – коэффициент передачи диодных детекторов.

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, служащее для создания напряжения, пропорционального разности фаз между сигналом и опорным колебанием, т.е. ФД преобразует два сравниваемых гармонических колебания $u_{\text{ВХ}}$ и $u_{\text{ОП}}$ в напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$, определяемое разностью фаз между этими колебаниями. Так как в спектре напряжения на выходе ФД имеются частотные составляющие, которых не было в спектре $u_{\text{ВХ}}$, то для реализации ФД нельзя использовать линейную схему с постоянными параметрами. Поэтому ФД можно выполнить на основе линейной системы с переменными параметрами (параметрической системы), либо на основе нелинейной цепи (рисунок 15).



Рассмотрим принцип работы ФД. На нелинейное устройство (рисунок 15) подали два напряжения:

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} \cos(\omega_{\text{ВХ}} t + \varphi_{\text{ВХ}}) \quad (1)$$

$$u_0 = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2)$$

Из курса теории цепей известно, что в результате перемножения $u_{\text{ВХ}}$ и u_0 на выходе нелинейного устройства среди колебаний различных комбинационных частот будет иметь место колебание разностной частоты:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K U_0 U_{\text{ВХ}} \cos[(\omega_{\text{ВХ}} - \omega_0)t + \varphi_{\text{ВХ}} - \varphi_0] \quad (3)$$

где K – коэффициент пропорциональности, зависящий от типа схемы нелинейного устройства;

φ_0 и $\varphi_{\text{ВХ}}$ – начальные фазы u_0 и $u_{\text{ВХ}}$.

Фазовый угол $\varphi = [(\omega_{BX} - \omega_0)t + \varphi_{BX} - \varphi_0]$ представляет собой мгновенное значение разности фаз сравниваемых напряжений u_{BX} и u_0 . Его можно разложить на две составляющие:

$$\varphi_\omega = \omega_{BX}t - \omega_0t \text{ и } \varphi_n = \varphi_{BX} - \varphi_0 \quad (4)$$

где φ_ω – обусловлено разностью частот u_{BX} и u_0 ,

φ_n – равна разности начальных фаз сравниваемых напряжений.

В зависимости от соотношения частот сравниваемых колебаний различают **два режима работы ФД**:

– если $\omega_{BX} = \omega_0$, то $u_{ВЫХ} = KU_0 U_{BX} \cos \varphi_n$, **этот режим используют при детектировании фазомодулированных сигналов** и в различных фазовых измерительных устройствах;

– если $\omega_{BX} \neq \omega_0$, то $u_{ВЫХ} = KU_0 U_{BX} \cos \varphi_\omega$, т.е. $u_{ВЫХ}$ периодически изменяется во времени с разностной частотой $\omega_{BX} - \omega_0$, (φ_{BX} и φ_0 постоянны, их можно скомпенсировать, т.е. $\varphi_{BX} - \varphi_0 = 0$.) **Этот режим имеет место в системах фазовой автоподстройки частоты и в схемах следящих фильтров.**

В дальнейшем будем рассматривать только первый режим работы ФД, т.е. когда $\omega_{BX} = \omega_0 = \omega$. Обычно фазу опорного колебания полагают равной нулю $\varphi_0 = 0$.

Фазовое детектирование можно представить как последовательность двух операций:

– **перемножения** u_{BX} и u_0 , в результате чего получаем:

$$u_{ВЫХ} = KU_0 U_{BX} \cos(\omega_{BX}t + \varphi_{BX}) \cos \omega_0 t = 0,5KU_0 U_{BX} \cos \varphi_{BX} + 0,5KU_0 U_{BX} \cos(2\omega t + \varphi_{BX}) \quad (5)$$

– **выделение с помощью ФНЧ составляющей, зависящей от угла φ_{BX} и устранение составляющей частоты 2ω** . Полученное на выходе напряжение зависит не только от угла φ , но и от амплитуд напряжений U_0 и U_{BX} . Поэтому к источнику опорного напряжения предъявляют требования постоянства его амплитуды – $U_0 = const$. Для обеспечения постоянства амплитуды сигнала используют амплитудные ограничители.

Детекторная характеристика ФД представляет собой **зависимость выходного напряжения от разности фаз сравниваемых колебаний** (рисунок 16).

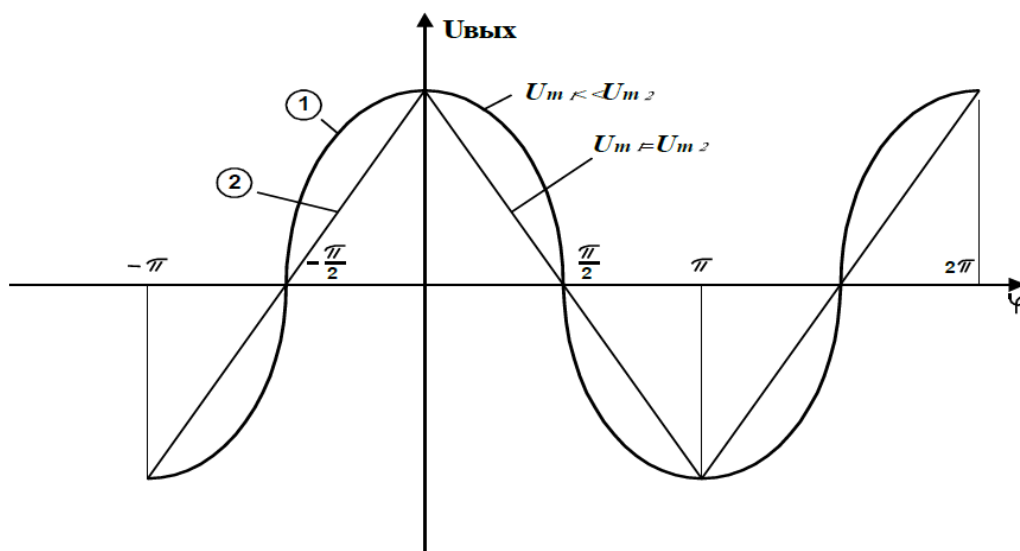


Рисунок 16 – Детекторная характеристика фазового детектора

У идеального перемножителя детекторная характеристика определяется формулой:

$$u_{\text{ВЫХ}} = KU_0 U_{\text{ВХ}} \cos \varphi. \quad (6)$$

Иногда детекторную характеристику называют амплитудно-фазовой, т.к. помимо зависимости от разности фаз выходное напряжение детектора определяется величинами амплитуд входных колебаний. **Крутизна характеристики** для произвольного отношения U_{m1} и U_{m2} :

$$S_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\varphi} = -\frac{2K_{\text{Д}} U_{m1} U_{m2}}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2}}. \quad (7)$$

При работе ФД в качестве демодулятора ФМ-сигналов для уменьшения нелинейных искажений необходима линейность характеристики на интервале от 0 до π . В этом случае добиваются равенства U_{m1} и U_{m2} , тогда:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2\sqrt{2}K_{\text{Д}} U_m \cos\left(\frac{\varphi}{2} + \frac{\varphi}{4}\right), \quad S_{\text{ФД}} = -\sqrt{2}K_{\text{Д}} U_m. \quad (8)$$

При равенстве амплитуд входных сигналов детекторная характеристика (кривая 2, рисунок 16) почти прямолинейна на отрезке (0- π). Обычно линейное детектирование в пределах $\pm 60^\circ$ реализуемо. При $U_{m1} \gg U_{m2}$ – $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависит от U_{m2} .

В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают **однотактные, балансные и кольцевые ФД**. В качестве нелинейного элемента используют диоды и транзисторы.

3.1 Однотактный диодный фазовый детектор

Для осуществления фазового детектирования к диоду прикладывается входной сигнал и опорное напряжение (рисунок 17).

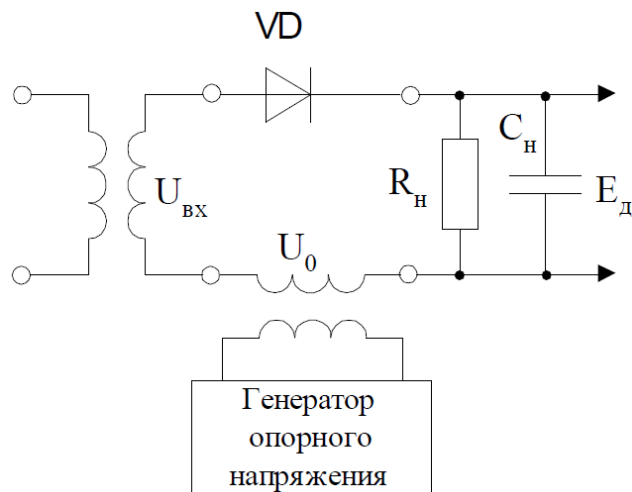


Рисунок 17 – Схема однотактного диодного фазового детектора

Напряжение E_d на выходе ФД определяется выражением:

$$E_d = 0,5 S_1 U_{BX} R_H \cos \varphi, \quad (9)$$

полученным при предположении, что $U_{BX} \ll U_0$.

Принцип действия такого ФД можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний (u_{BX} и u_0). На входе такого АД действует суммарное напряжение $u_\Sigma = u_{BX} + u_0$. Эти два колебания имеют одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы. Амплитуда суммарного колебания:

$$U_\Sigma = \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}. \quad (10)$$

Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи K_d :

$$E_d = K_d U_\Sigma = K_d \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}, \quad (11)$$

Согласно (11) напряжение E_d на выходе ФД зависит от φ входного сигнала; вид зависимости E_d от φ определяется отношением U_{BX}/U_0 . В

общем случае характеристика детектирования существенно отличается от косинусоиды (рисунок 16). Если $U_{BX} \ll U_0$, то

$$E_d \cong K_d \sqrt{U_0^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi} \cong K_d U_0 \sqrt{1 + (2U_{BX} / U_0) \cos \varphi} \cong K_d (U_0 + U_{BX} \cos \varphi) \quad (12)$$

Таким образом, при малых амплитудах входного сигнала характеристика детектирования одноконтного диодного ФД имеет косинусоидальную форму. Если $U_{BX} \cong U_0$, то

$$E_d \cong K_d \sqrt{2U_0^2 + 2U_0 \cos \varphi} = K_d U_0 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)}; \quad (13)$$

в этом случае характеристика детектирования представляет собой кривую, сильно отличающуюся от косинусоиды.

7.7.2 Балансный фазовый детектор

Функциональная схема балансного ФД векторомерного типа приведена на рисунке 18. Фаза напряжения сигнала, подаваемого на оба сумматора С1 и С2, одинакова, а напряжение опорного генератора подается на сумматоры в противофазе (Инд. – инвертор).

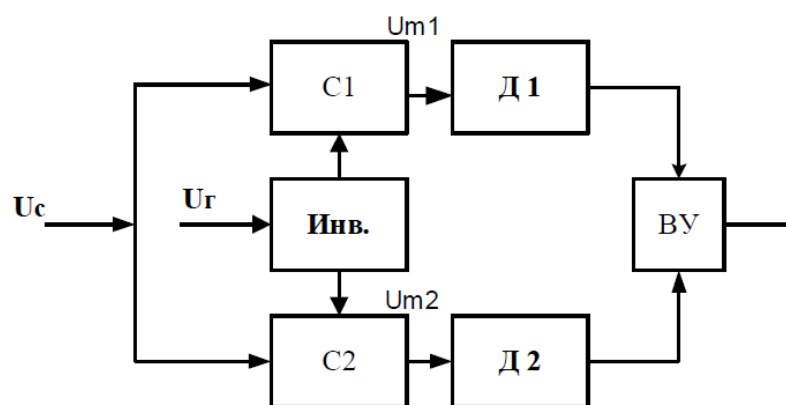


Рисунок 18 – Функциональная схема балансного фазового детектора

Принципиальная схема (рисунок 19) представляет собой два диодных одноконтных ФД, каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате на выходе каждого плеча ФД создается напряжение E_{d1} и E_{d2} встречной полярности, поэтому $E_d = E_{d1} - E_{d2}$.

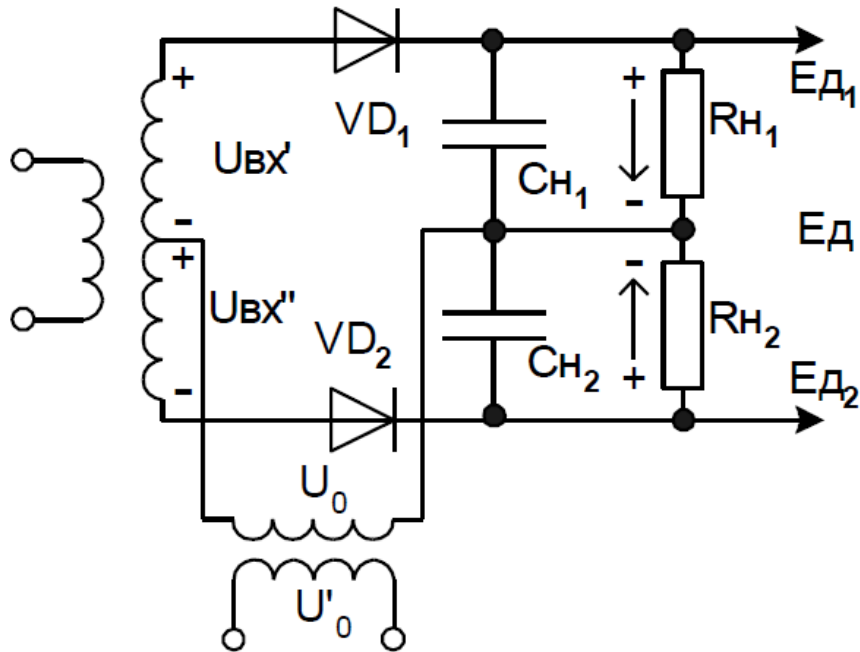


Рисунок 19 – Принципиальная схема балансного фазового детектора

Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения u_{BX}' отличается от фазы u_{BX}'' на 180° . Опорное напряжение прикладывается к диодам в одинаковой фазе, поэтому

$$E_{D1} = K_D \sqrt{U_0^2 + (U_{BX}')^2 + 2U_0 U_{BX}' \cos \varphi} \cong K_D (U_0 + U_{BX}' \cos \varphi);$$

$$E_{D2} = K_D \sqrt{U_0^2 + (U_{BX}'')^2 - 2U_0 U_{BX}'' \cos \varphi} \cong K_D (U_0 - U_{BX}'' \cos \varphi).$$

Следовательно:

$$E_D = E_{D1} - E_{D2} \cong K_D (U_{BX}' + U_{BX}'') \cos \varphi = 2K_D U_{BX} \cos \varphi. \quad (14)$$

Статическая детекторная (дискриминационная) характеристика такого ФД имеет вид, представленный на рисунке 20.

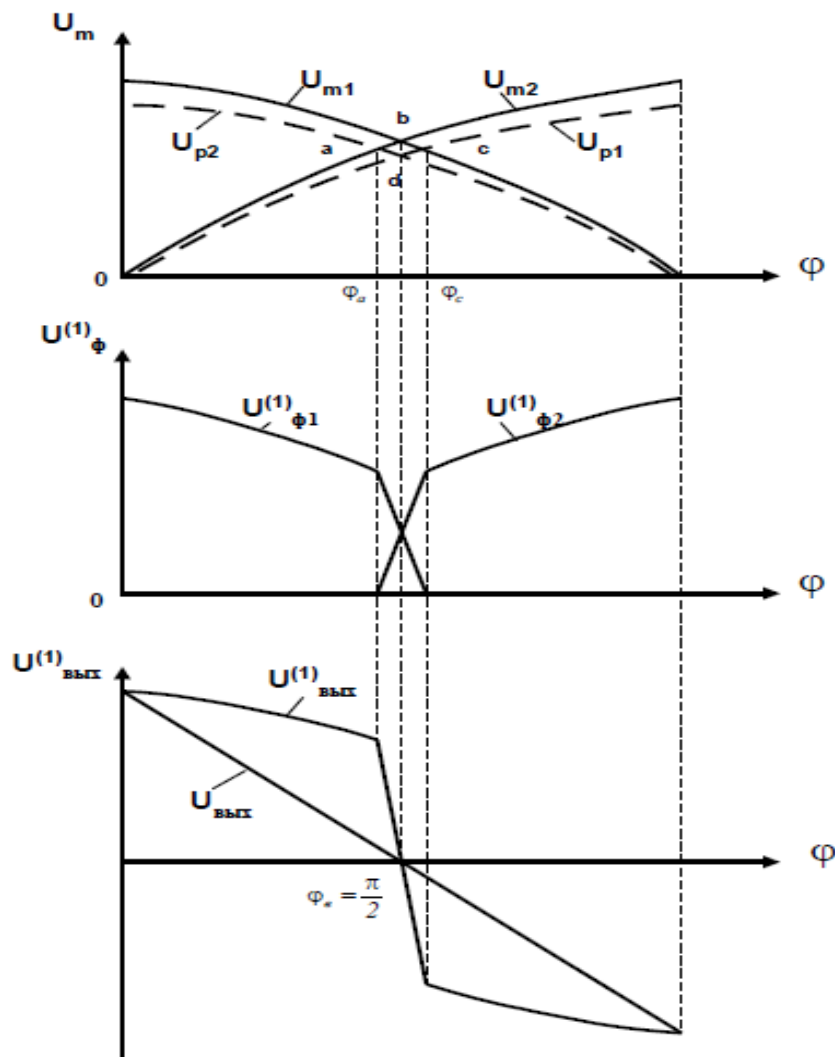


Рисунок 20 – Статическая детекторная характеристика ФД

Анализ рисунка 20 показывает, что детекторная характеристика, в зависимости от глубины обратных связей, может принимать любые формы от исходной, формируемой векторомерным детектором, до релейной (в средней части). Однако главное преимущество схемы с обратными связями – получение устойчивой к помехам относительной дискриминационной характеристики.

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование работы детектора амплитудно-модулированных сигналов.

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

<i>№ вар.</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
f_n , кГц	200	250	300	350	400	225	275	325	375	425
f_m , кГц	3	6	8	10	5	4	8	10	6	3
m	0,4	0,5	0,6	0,7	0,4	0,3	0,2	0,6	0,7	0,5
R_1 , кОм	1	1,5	2	2,5	3	1,5	1,5	2,2	2,8	3,2
<i>№ вар.</i>	<i>11</i>	<i>12</i>	<i>13</i>	<i>14</i>	<i>15</i>	<i>16</i>	<i>17</i>	<i>18</i>	<i>19</i>	<i>20</i>
f_n , кГц	210	220	230	260	320	360	380	415	430	460
f_m , кГц	2	2	6	8	5	3	6	7	8	9
m	0,6	0,5	0,2	0,7	0,3	0,3	0,3	0,8	0,5	0,6
R_1 , кОм	1	1,5	2	2,5	3	1,5	1,7	2,6	2,9	3,4
<i>№ вар.</i>	<i>21</i>	<i>22</i>	<i>23</i>	<i>24</i>	<i>25</i>	<i>26</i>	<i>27</i>	<i>28</i>	<i>29</i>	<i>30</i>
f_n , кГц	385	410	275	255	325	235	255	305	355	410
f_m , кГц	3	4	5	6	10	3	6	8	10	5
m	0,7	0,4	0,3	0,2	0,6	0,4	0,5	0,6	0,7	0,4
R_1 , кОм	2,5	3	1,5	1,4	2,2	1,2	1,6	1,8	2,4	3,2

В таблице 1 – f_n – несущая частота, f_m – модулирующая частоты, m – коэффициент модуляции, R_1 – сопротивление нагрузки.

1. Рассчитайте ёмкость конденсатора, входящего в состав ФНЧ (C_1 на рисунке 1), в соответствии с вариантом задания.

2. Соберите схему, представленную на рисунке 1.

3. Задайте напряжение таким образом, чтобы осуществлялось линейное детектирование.

4. Проведите симуляцию работы схемы. Убедитесь в правильности работы детектора. Получите осциллограммы сигналов на входе и на выходе детектора. Добавить полученные осциллограммы в отчет.

5. Исследуйте влияние ёмкости конденсатора на работу АМ детектора, для этого изменяйте рассчитанную ёмкость конденсатора на $\pm 10\%$, $\pm 20\%$, $\pm 40\%$. При этом фиксируйте осциллограммы напряжения на выходе детектора. Сделайте выводы.

Внимание! Изучите осциллограммы напряжения на выходе детектора. Если для выходного напряжения характерны значительные высокочастотные пульсации, как, например, показано на рисунке 21, а, то постоянная времени RC-фильтра слишком мала, и ёмкость C следует увеличить.



Рисунок 21 – Напряжение на выходе детектора при неправильно подобранной ёмкости фильтра

Если из осциллограммы видно, что с уменьшением амплитуды детектируемого напряжения конденсатор C не успевает разряжаться через сопротивление R , и напряжение на выходе не отслеживает изменение амплитуды входного напряжения (рисунок 21, б), то величина ёмкости C слишком велика.

6. Измерьте и постройте детекторную характеристику АМ детектора.

Последовательно изменяя амплитуду входного немодулированного ВЧ колебания U_{ω} от нуля до 2 В, измерять постоянное напряжение $\bar{U}$ на выходе детектора. Выходное напряжение может иметь незначительные пульсации, поэтому измерять следует его среднее значение. Результаты внести в таблицу 2, которую также необходимо привести в отчёте.

Таблица 2 – Детекторная характеристика амплитудного детектора

U_{ω} , мВ	50	100	150	200	250	300	400	450	...	2000
$\bar{U}$, мВ										
K										
Θ , °										

7. Измерьте коэффициент передачи амплитудного детектора для немодулированного сигнала для каждого значения амплитуды входного напряжения $K = \bar{U} / U_{\omega}$. Рассчитайте угол отсечки тока диода $\Theta = \arccos(K)$. Результаты представьте в таблице 2.

8. Измерьте коэффициент передачи АМ детектора для модулированного сигнала.

9. Измерьте входное сопротивление АМ детектора. Для нахождения тока первой гармоники необходимо воспользоваться анализом Фурье. Полученный спектр добавьте в отчет.

10. Измерьте нелинейные искажения сигнала на выходе детектора. Для этого можно воспользоваться прибором «Измеритель нелинейных искажений», находящимся на панели инструментов (рисунок 22).

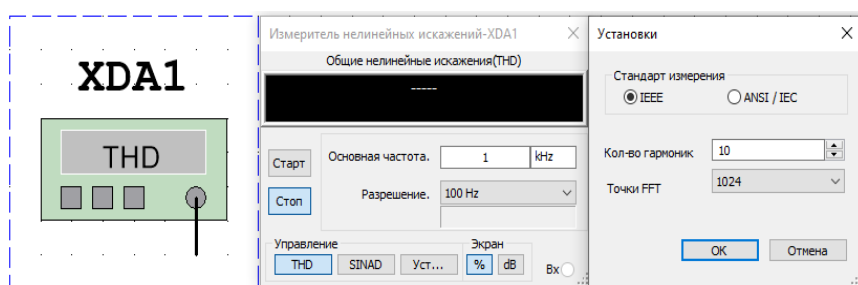


Рисунок 22 – Внешний вид и окна настроек измерителя нелинейных искажений

11. Составьте отчёт о проделанной работе, проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о характеристиках диодного амплитудного детектора.

Задание 2. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование работы одноконтурного частотного детектора.

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_n , кГц	100					150				
f_m , кГц	5					4				
m	1					1,5				
R_1 , кОм	1					1,5				
Q	30					30				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
f_n , кГц	200					250				
f_m , кГц	3,5					3				
m	2					2,5				
R_1 , кОм	2					2,5				
Q	30					30				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
f_n , кГц	300					350				
f_m , кГц	2					1,5				
m	3					3,5				
R_1 , кОм	3					3,5				
Q	30					30				

В таблице 1 – f_n – несущая частота, f_m – модулирующая частота, m – индекс модуляции, R_1 – сопротивление нагрузки, Q – добротность.

1. Для одноконтурного детектора ЧМ-сигналов рассчитайте параметры колебательного контура и амплитудного детектора в соответствии с вариантом.

2. В Multisim соберите схему, представленную на рисунке 9, и задайте рассчитанные параметры колебательного контура и амплитудного детектора.

3. Постройте амплитудно-частотную характеристику колебательного контура.

4. Выполнить моделирование работы ЧД. Получите осциллограммы сигналов на входе и выходе амплитудного детектора.

5. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 3. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование работы частотного дискриминатора.

1. В Multisim соберите схему, представленную на рисунке 14.
2. Выполните моделирование работы ЧД. Получите осциллограммы на входах и выходах амплитудных детекторов, а также на выходе ЧД (разность напряжений на резисторах).
3. Постройте детекторную характеристику ЧД. Для этого переключите ключ на генератор гармонических колебаний. Изменяя частоту, выдаваемую генератором, снять показания вольтметра. При этом необходимо отметить полярность снимаемого напряжения. Нанести полученные значения на график, соединить отмеченные точки.
4. Отметьте частоты, на которых детекторная характеристика равна 0, принимает наибольшее значение (по модулю).
5. Измерьте крутизну детекторной характеристики.
6. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 4. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование работы одноканального фазового детектора.

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_n , кГц	100					150				
f_m , кГц	1					2				
m	0,1					0,15				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
f_n , кГц	200					250				
f_m , кГц	3					4				
m	0,2					0,25				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
f_n , кГц	300					350				
f_m , кГц	5					6				
m	0,3					0,35				

В таблице 1 – f_n – несущая частота, f_m – модулирующая частота, m – индекс модуляции

1. В Multisim соберите схему, представленную на рисунке 23.

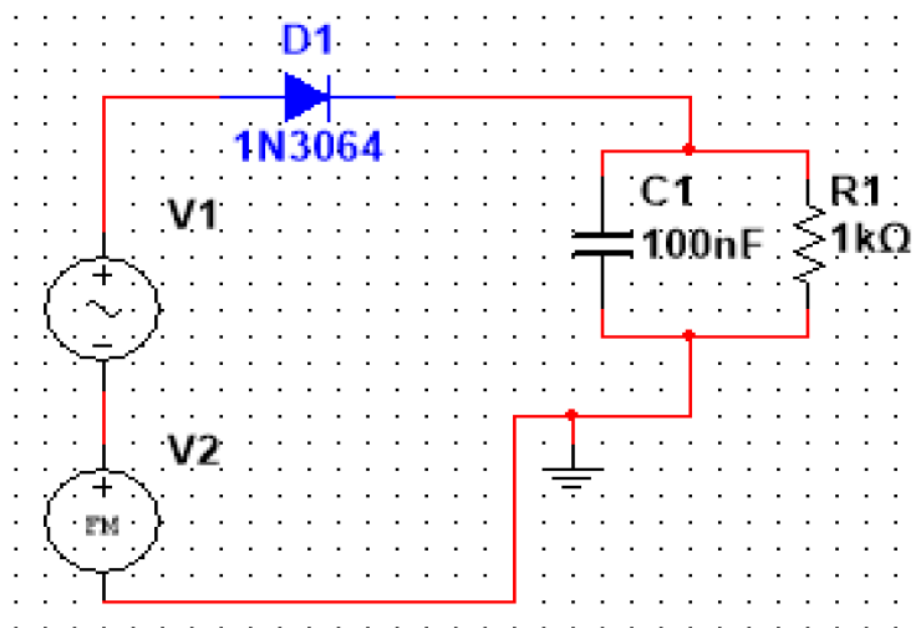


Рисунок 23 – Однотактный фазовый детектор

2. Установите параметры источника ФМ колебания в соответствии со своим вариантом.

3. Установите напряжение источника ФМ колебания равным 0,4 В, напряжение источника гармонического колебания равным 0,5 В.

4. Установите начальную фазу источника гармонического колебания равным 90° .

5. Смоделируйте работу фазового детектора. Получите осциллограммы на входе и выходе ФД. Измерьте частоту колебания на выходе ФД.

6. Исследуйте влияние индекса модуляции на работу ФД. Для этого установите значения индекса модуляции равным 0,2, 0,4, 0,6, 0,8, 1, 1,5, 2. Получите осциллограммы на выходе ФД.

7. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 5. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование работы балансного фазового детектора.

1. В Multisim соберите схему, представленную на рисунке 24.

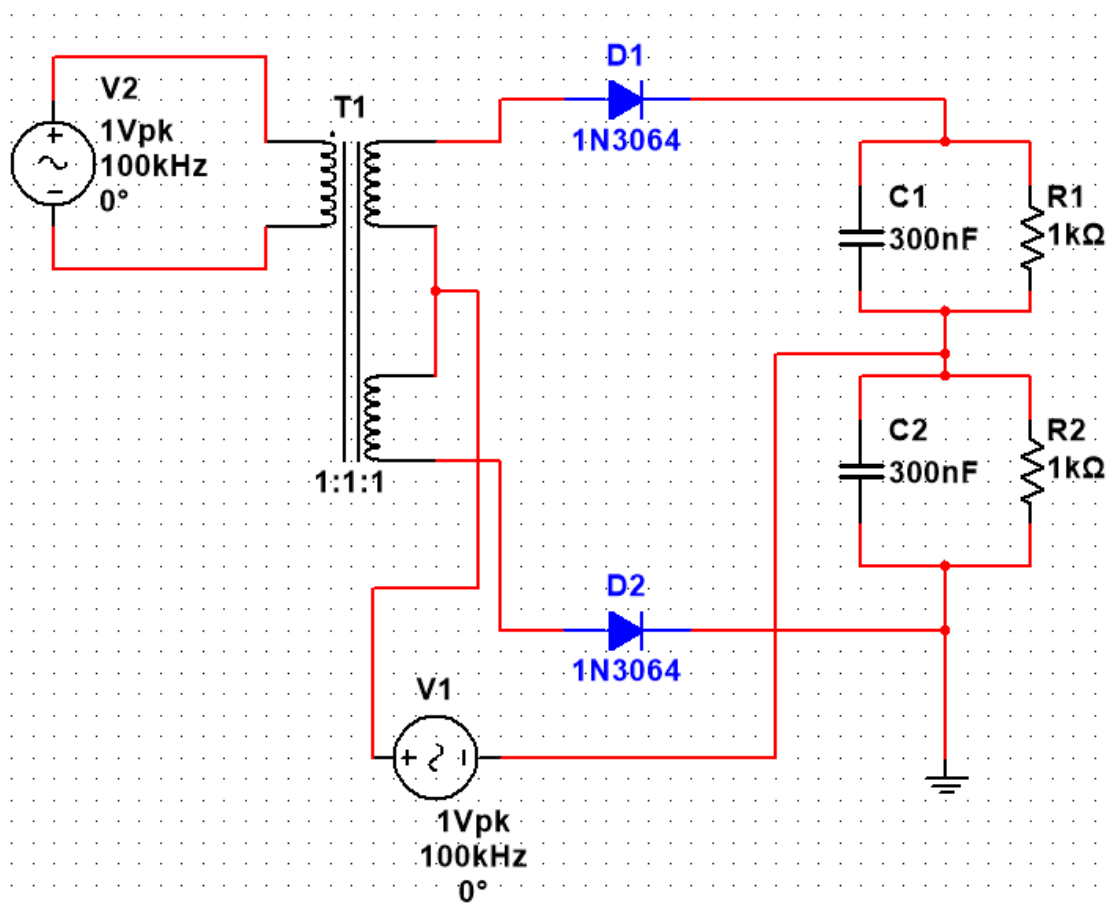


Рисунок 24 – Балансный фазовый детектор

2. Постройте детекторную характеристику ФД. Для этого, изменяя фазу источника V1 от 0° до 180° с шагом 10° , фиксируйте напряжение на выходе балансного ФД. Занесите показания в таблицу.

3. Измените напряжение источника V1 на 3 В. Повторите пункт 2.

4. Измерьте крутизну детекторной характеристики.

5. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;
- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответствующую численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Что такое модуляция и детектирование (демодуляция)?
2. Для чего используются амплитудные детекторы?
3. Изобразите схему амплитудного детектора на диоде. Объясните значение каждого элемента в схеме.
4. Расскажите принцип работы амплитудного детектора.
5. Назовите основные параметры и характеристики детектора АМ сигналов.
6. На чем можно осуществлять детектирование сигналов, кроме нелинейных элементов?

7. Поясните, что такое линейное и квадратичное детектирование? В чем их различие? Где КНИ больше?

8. На каких нелинейных элементах можно осуществлять детектирование? Почему наибольшее применение нашли диодные детекторы?

9. Каков принцип работы диодного детектора АМ - колебаний? Как выглядят временные диаграммы напряжений на диоде и на нагрузке детектора, диаграмма тока диода?

10. Зачем в диодном детекторе нужен конденсатор? Из каких соображений следует выбирать его ёмкость?

11. Изобразите временные диаграммы напряжений на нагрузке детектора и на диоде для случаев:

- а) ёмкость конденсатора бесконечно велика;
- б) конденсатор фильтра отсутствует.

12. Зависит ли угол отсечки диодного тока в детекторе от ёмкости конденсатора? Рассмотрите варианты:

- а) конденсатор отсутствует;
- б) ёмкость конденсатора бесконечно велика.

13. Как будет изменяться угол отсечки диодного тока в детекторе с изменением сопротивления нагрузки детектора?

14. По каким параметрам или из каких соображений следует подбирать диод для амплитудного детектора?

15. Что такое детекторная характеристика? Какую информацию она содержит? Каково её практическое назначение?

16. При каких условиях детектирование оказывается линейным? Квадратичным? Как по детекторной характеристике определить значения амплитуды несущей и коэффициента модуляции, при которых детектирование является линейным?

17. Изобразите детекторные характеристики при различных параметрах нагрузки.

18. От каких величин зависит коэффициент передачи детектора: а) по постоянной составляющей; б) по переменной составляющей?

19. Что понимается под входным сопротивлением детектора? От чего оно зависит? На что влияет?

20. Каков спектральный состав ЧМ сигнала? Влияние индекса модуляции на спектр ЧМ сигнала. Как определяется ширина спектра ЧМ сигнала, если $m \ll 1$? Если $m > 1$?

21. Расскажите принцип детектирования ЧМ сигналов.

22. Назовите основные характеристики частотных детекторов.

23. Изобразите схему одноконтурного ЧМ детектора. Поясните принцип ее работы и назначение элементов.

24. Изобразите схему частотного дискриминатора. Поясните принцип ее работы и назначение элементов.

25. Объясните, в какие виды колебаний можно преобразовывать ЧМ колебания.

26. Поясните, для чего используются амплитудные ограничители в частотных детекторах.

27. Расскажите, в чем заключается недостаток работы одноконтурного ЧД. Почему на практике широко применяются двухконтурные ЧД?

28. Поясните, как построить детекторную характеристику частотного детектора.

29. Каким образом используют колебательный контур для преобразования ЧМ-колебания в колебания с модулированной амплитудой?

30. В чем достоинства дифференциального способа частотного детектирования? Какими соображениями руководствуются, выбирая резонансные частоты контуров дифференциального детектора?

31. Если заведомо известна несущая частота ЧМ-колебания, как следует настраивать частотный детектор?

32. Что такое фазовый детектор?

33. Расскажите принцип работы фазового детектора.

34. Назовите характеристики ФД.

35. Изобразите схему однотактного ФД. Поясните принцип ее работы и назначение элементов.

36. Изобразите схему балансного ФД. Поясните принцип ее работы и назначение элементов.

37. Расскажите принцип детектирования ФМ сигналов с применением синхронного детектора.

38. Расскажите, каким образом можно экспериментально снять детекторную характеристику ФД.

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

8 баллов (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

6-7 баллов (или оценка «хорошо») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

4-5 баллов (или оценка «удовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-3 баллов (или оценка «неудовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №5

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИОДНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛОВ

1 Цель работы

– исследование принципов ограничения амплитуды на основе диодных ограничителей, анализ работы схем амплитудных ограничителей с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Ограничители амплитуды – устройства, напряжение на выходе которых $U_{\text{вых}}$ пропорционально входному напряжению $U_{\text{вх}}$ до тех пор, пока последнее не достигает некоторого уровня, называемого порогом ограничения, после этого $U_{\text{вых}}$ остаётся постоянным, несмотря на изменение $U_{\text{вх}}$.

Различают односторонние и двусторонние амплитудные ограничители.

Односторонний ограничитель – это устройство, напряжение на выходе которого $U_{\text{вых}}(t)$ остается на постоянном уровне $U_{\text{огр}}$, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}(t)$ либо превышает некоторое пороговое значение $U_{\text{пор}}$ (**ограничение сверху**), либо ниже порогового значения (**ограничение снизу**). Иначе выходное напряжение повторяет форму входного.

На рисунке 1 приведены передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя сверху, на рисунке 2 для одностороннего ограничителя снизу.

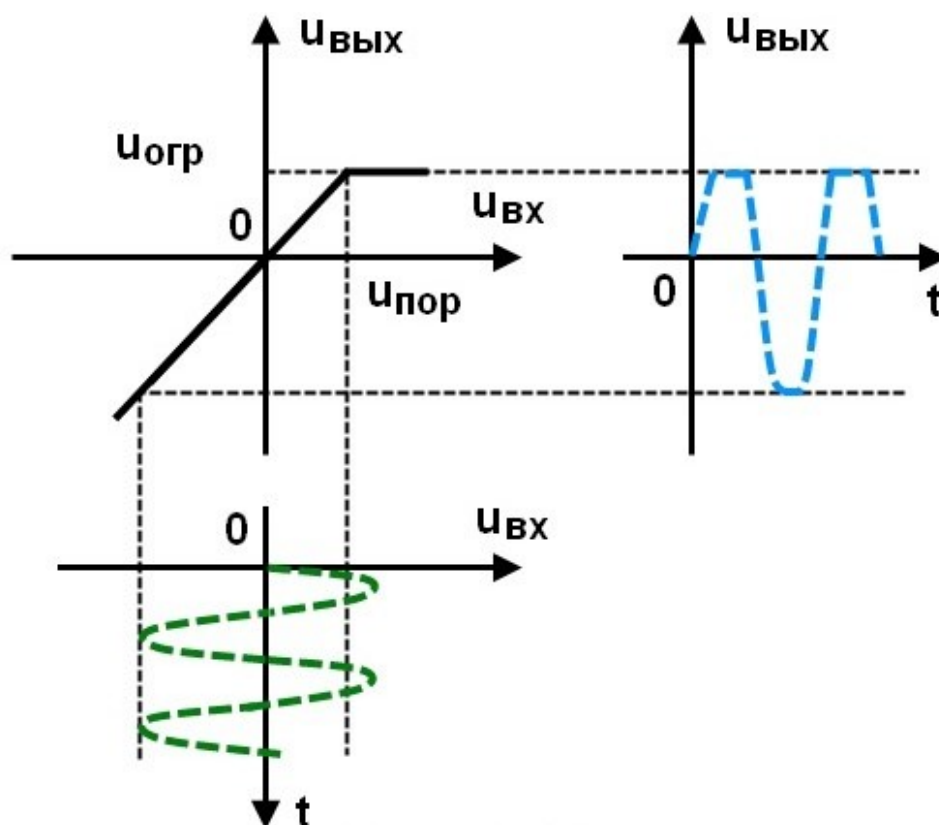


Рисунок 1 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя сверху

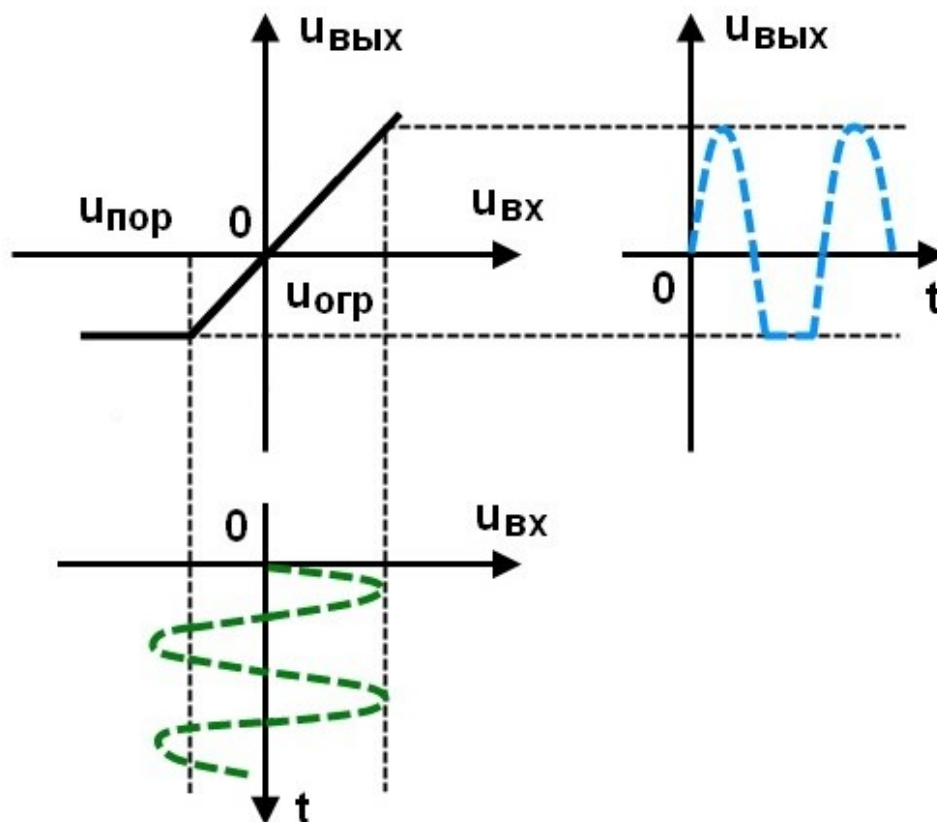


Рисунок 2 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя снизу

Двухсторонний ограничитель ограничивает сигнал и по максимуму, и по минимуму входного сигнала (рисунок 3).

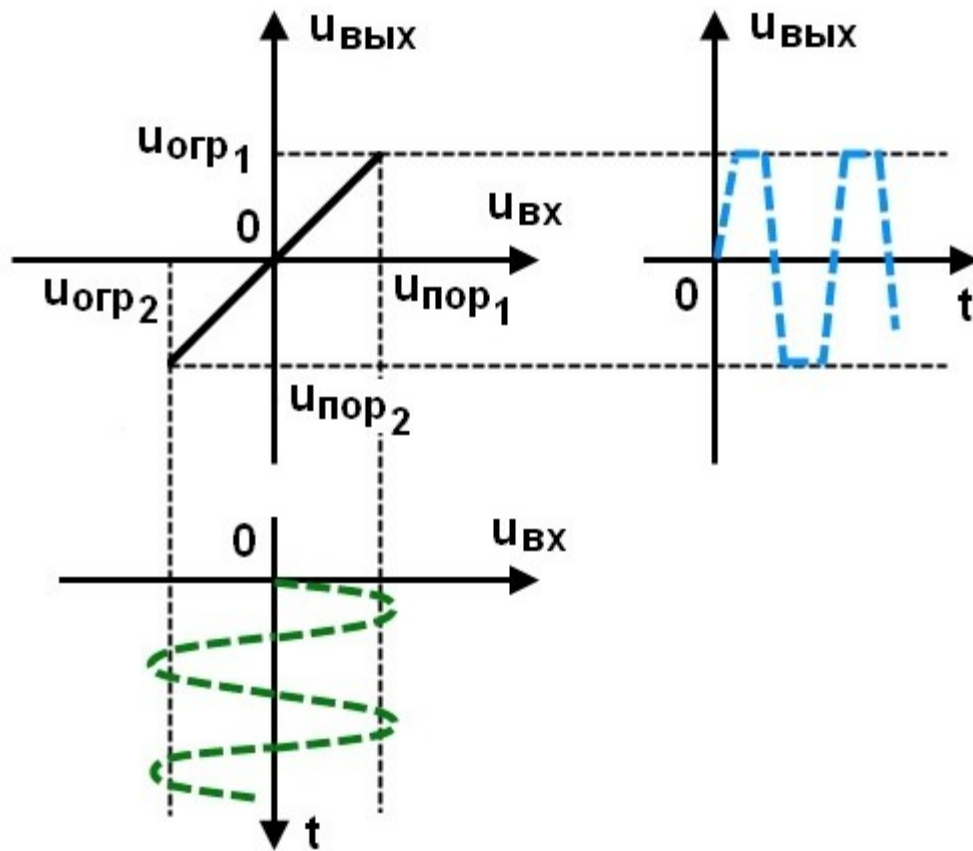


Рисунок 3 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для двухстороннего ограничителя

Абсолютное большинство амплитудных ограничителей строят на основе ключевых свойств радиоэлектронных элементов, поэтому основным элементом ограничителей являются диоды или транзисторы в ключевом режиме работы. Диодные ограничители довольно простые по устройству, поэтому наиболее часто встречающиеся. Амплитудные ограничители на основе транзисторов несколько сложнее по устройству, но кроме амплитудного ограничения они позволяют усиливать сигнал, поэтому их ещё называют усилителями-ограничителями.

Диодные ограничители бывают **последовательные** и **параллельные**. В последовательных ограничителях диод включен последовательно с нагрузкой, а в параллельных – параллельно нагрузке.

Рассмотрим идеализированную схему последовательного диодного ограничителя (рисунок 4). До тех пор, пока входное напряжение меньше E_0 , диод закрыт и $U_{\text{вых}}$ равно E_0 . В промежутках времени, когда входное напряжение превышает E_0 диод открыт и $U_{\text{вых}}$ повторяет $U_{\text{вх}}$. Таким

образом, рассмотренный ограничитель является последовательным диодным ограничителем на положительном уровне снизу.

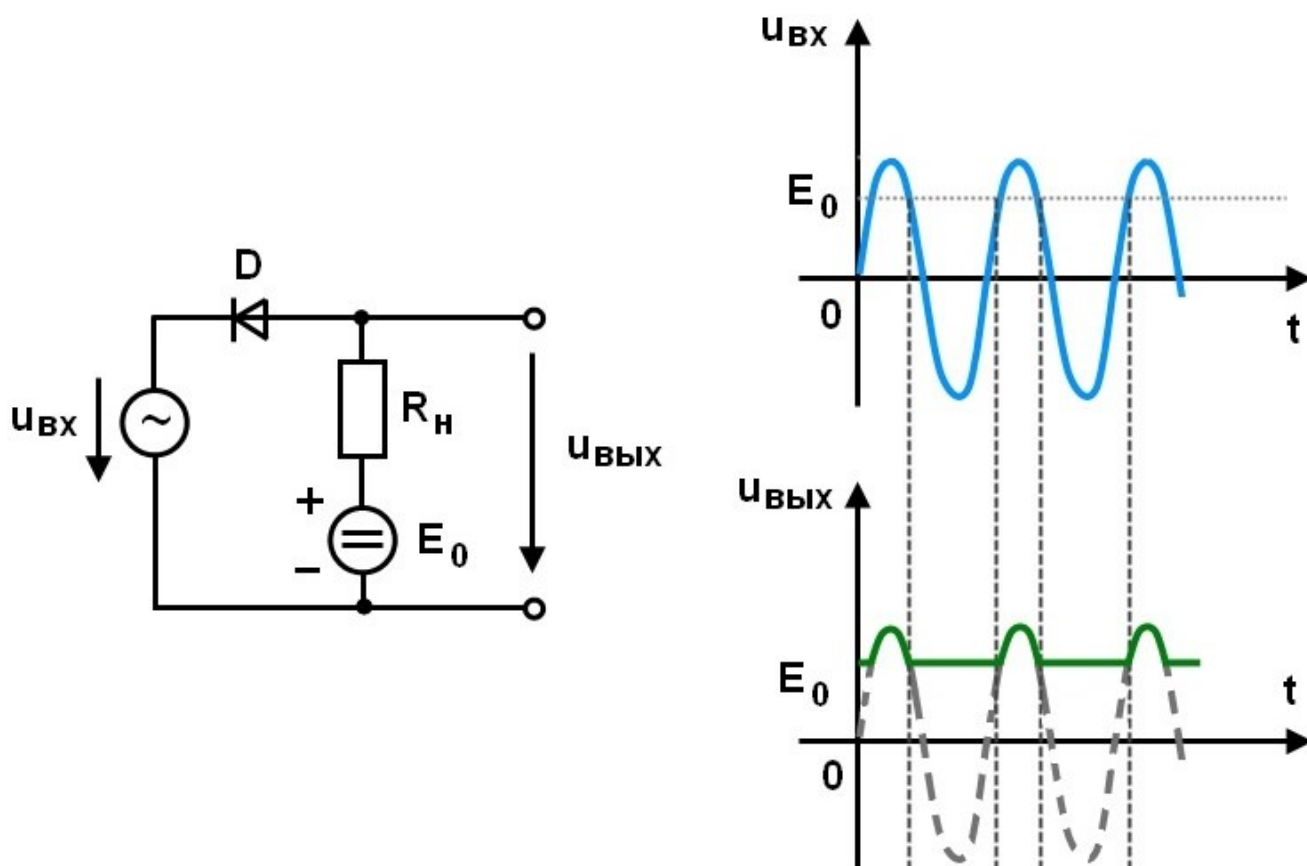


Рисунок 4 – Схема последовательного диодного ограничителя и временные диаграммы входного и выходного напряжения

Практически используемая схема рассмотренного ограничителя приведена на рисунке 5.

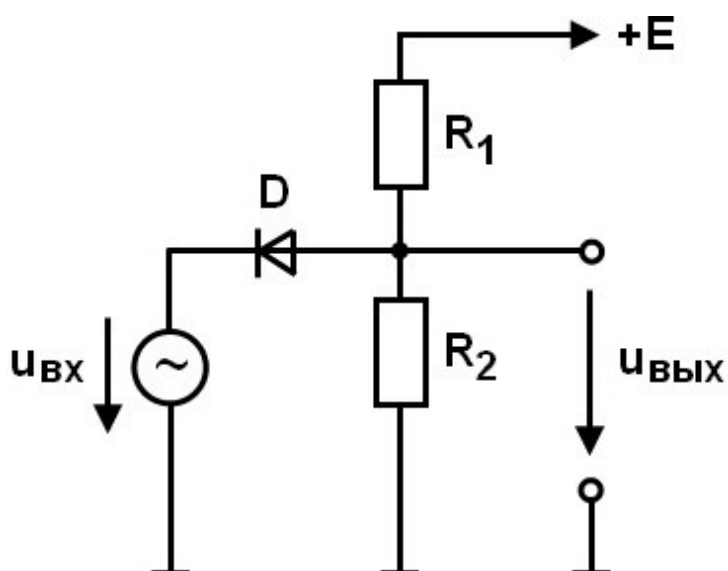


Рисунок 5 – Схема последовательного диодного ограничителя

Она позволяет регулировать уровень ограничения, сделав одно из сопротивлений R_1 или R_2 переменным. Данную схему можно преобразовать в предыдущую, применив теорему об эквивалентном генераторе. Тогда R_H и E_0 будут иметь следующие значения:

$$R_H = R_1/R_2$$

$$E_0 = E_R/(R_1 + R_2)$$

Рассмотрим принцип действия параллельного диодного ограничителя (рисунок 6).

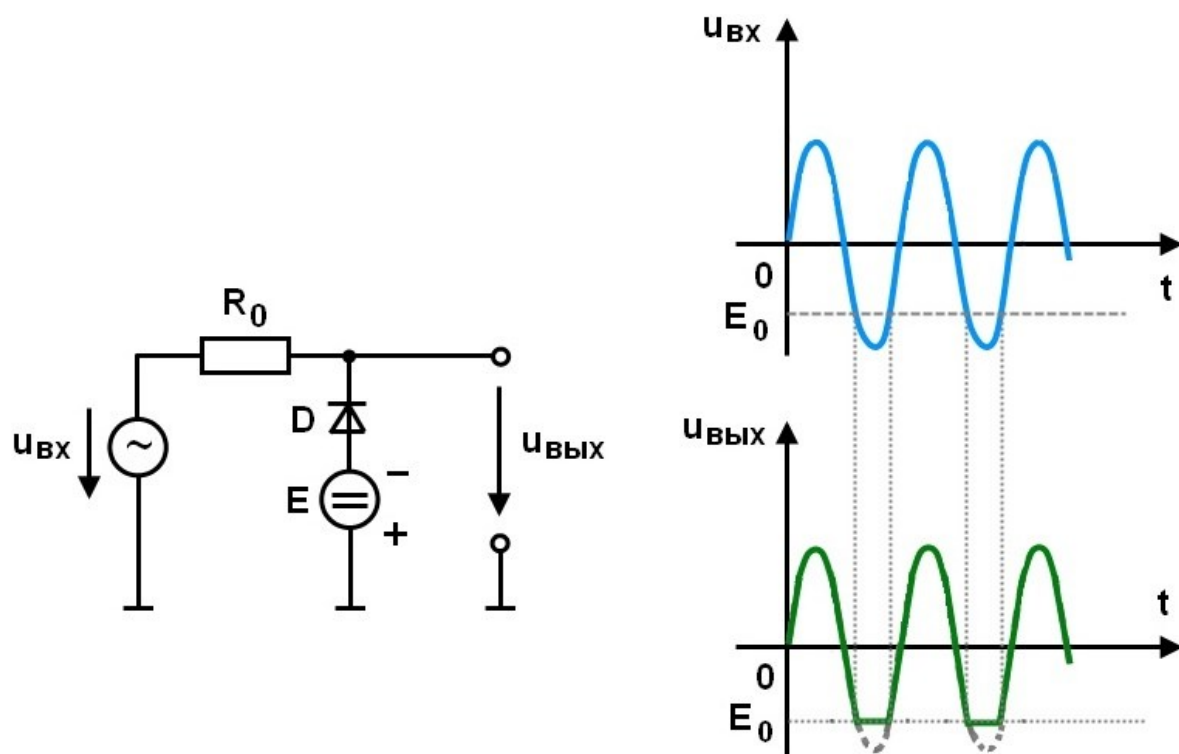


Рисунок 6 – Схема параллельного диодного ограничителя и временные диаграммы входного и выходного напряжения

Лишь в промежутках времени, когда входное напряжение более отрицательно, чем E_0 , диод открыт (его при анализе можно заменить короткой) и U_{VYX} равно E . Во все остальные моменты времени диод закрыт (его при анализе можно заменить разрывом цепи) и U_{VYX} повторяет U_{VX} . Таким образом, данный ограничитель является параллельным диодным ограничителем на отрицательном уровне снизу.

Рассмотрим работу параллельного ограничителя в случае, когда сопротивление нагрузки соизмеримо с ограничителем (рисунок 7).

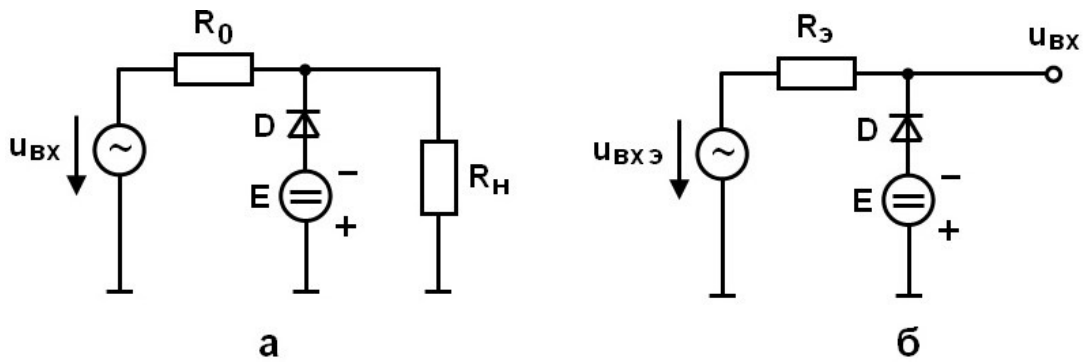


Рисунок 7 – Схемы параллельного ограничителя

Исходная схема (рисунок 7, а) по теореме об эквивалентном генераторе преобразуется в эквивалентную схему (рисунок 7, б), в которой ограничивается уже не входное напряжение, а эквивалентное, являющееся результатом деления входного напряжения между сопротивлениями R_0 и R_H :

$$U_{BX.э} = U_m R_H / (R_H + R_0)$$

$$R_H = R_0 | R_H$$

Диаграммы работы этого ограничителя приведены на рисунке 8. В момент начала ограничения (t_1) входное напряжение будет соответствовать некоторому напряжению – E_1 .

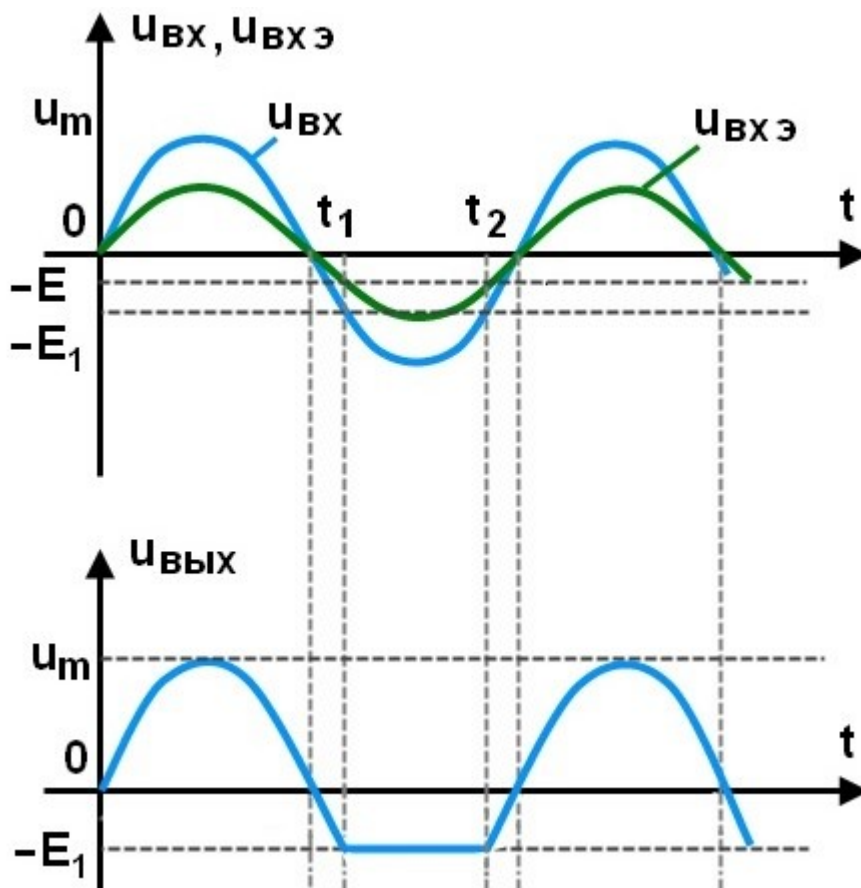


Рисунок 8 – Диаграммы работы ограничителя

Рассмотрим двусторонний диодный ограничитель (рисунок 9), который является комбинацией двух параллельных односторонних диодных ограничителей.

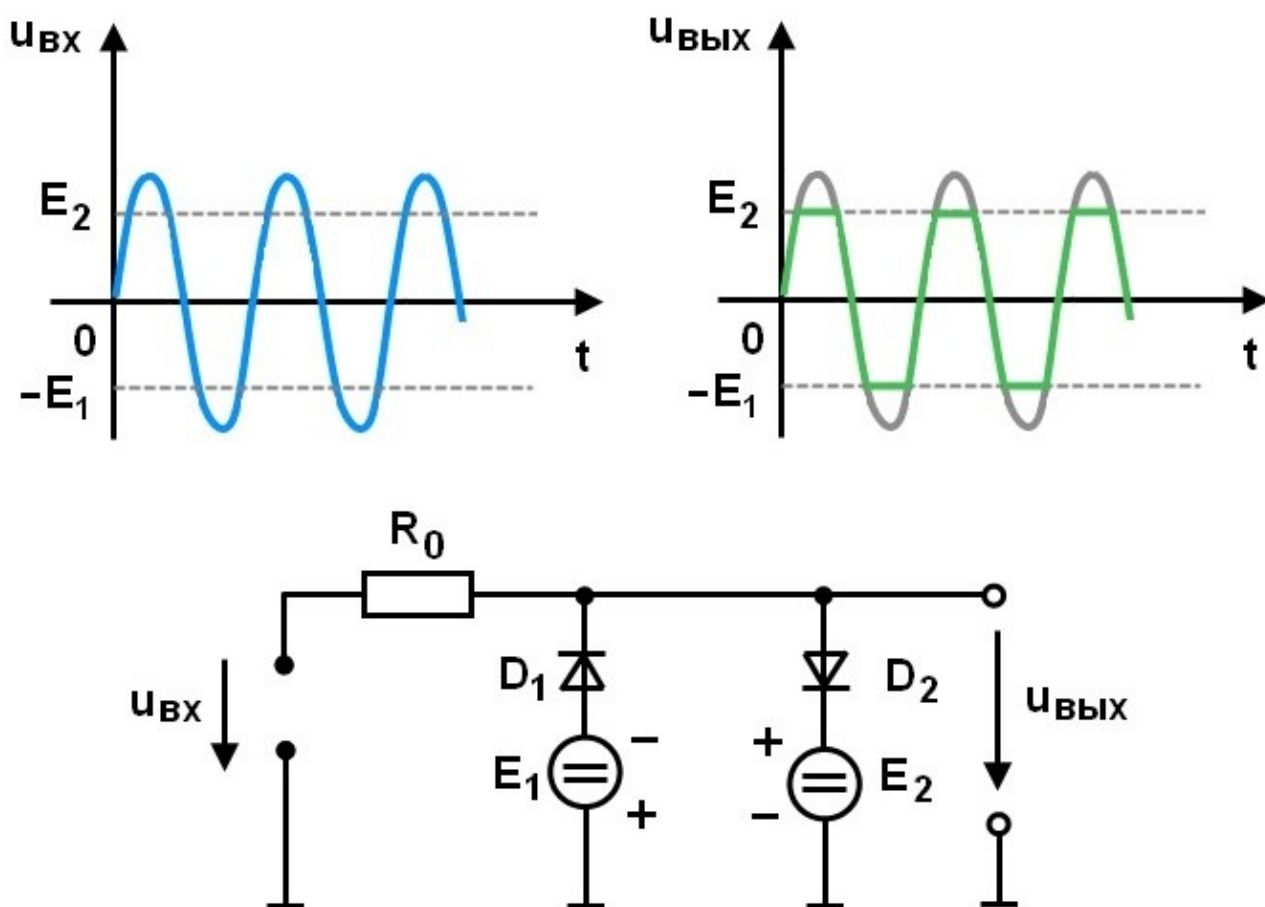


Рисунок 9 – Временные диаграммы входного и выходного напряжения и схема двустороннего диодного ограничителя и

Из анализа схемы видно, что диод D_1 открыт лишь в промежутках времени, когда входное напряжение меньше $-E_1$ и $U_{\text{вых}}$ на этом промежутке ограничивается на уровне $-E_1$. Диод D_2 открыт лишь в промежутках времени, когда $U_{\text{вх}}$ больше, чем E_2 , и в этих промежутках времени $U_{\text{вых}}$ ограничивается уровнем E_2 .

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование вольт-амперной характеристики диода.

1.1 Для построения ВАХ диода необходимо воспользоваться прибором «Характериограф», находящимся на вкладке панели инструментов. Двойным нажатием ЛКМ на прибор открыть окно его

настройки. Во вкладке «**Параметры моделирования**» задать диапазон изменения напряжения (U_{start} , U_{stop}), а также шаг изменения напряжения («**Приращение**»). Запустить симуляцию, в окне «**Графопостроитель**» будет построена ВАХ диода (рисунок 10).

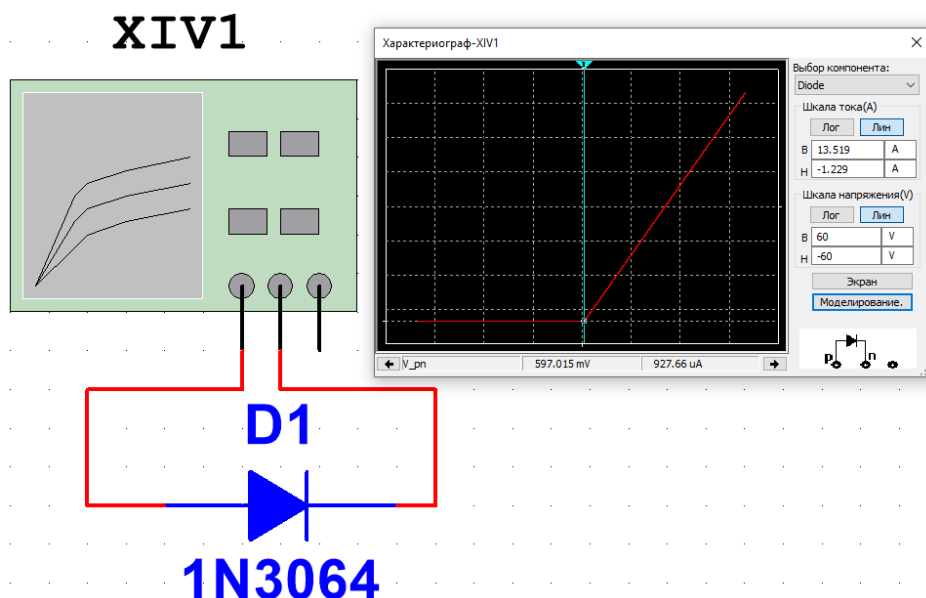


Рисунок 10 – Построение ВАХ диода в Multisim

1.2 По полученной ВАХ определите напряжение $U_{\text{откр}}$, при котором диод открывается.

Задание 2. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование последовательного ограничителя амплитуды (рисунок 11).

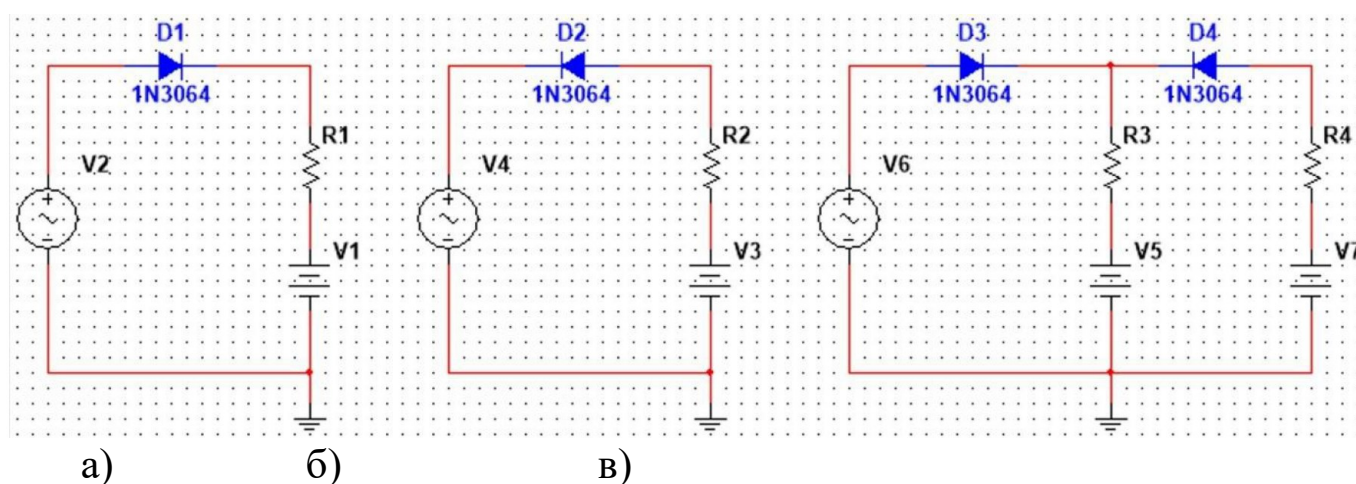


Рисунок 11 – Схемы последовательных амплитудных ограничителей:
а – по минимуму; б – по максимуму; в – двухсторонний

Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

<i>№ вар.</i>	U, В	f, кГц	Тип ограничителя	$E_{огр}$, В	R_n , Ом
1	2	1	По минимуму	0,5	100
2	2	2	По минимуму	0,6	105
3	2	1	По минимуму	0,7	110
4	2	2	По минимуму	0,8	115
5	2	1	По минимуму	0,9	120
6	2	2	По максимуму	0,5	125
7	2	1	По максимуму	0,6	130
8	2	2	По максимуму	0,7	100
9	2	1	По максимуму	0,8	105
10	2	2	По максимуму	0,9	110
11	2	1	По минимуму	-0,5	115
12	2	2	По минимуму	-0,6	120
13	2	1	По минимуму	-0,7	125
14	2	2	По минимуму	-0,8	130
15	2	1	По минимуму	-0,9	100
16	2	2	По максимуму	-0,5	105
17	2	1	По максимуму	-0,6	110
18	2	2	По максимуму	-0,7	115
19	2	1	По максимуму	-0,8	120
20	2	2	По максимуму	-0,9	125
21	2	1	По максимуму	0,5	130
22	2	2	По минимуму	-0,3	100
23	2	1	По максимуму	-0,9	105
24	2	2	По минимуму	0,7	110
25	2	1	По максимуму	0,7	115
26	2	2	По минимуму	0,8	120
27	2	1	По максимуму	0,9	125
28	2	2	По минимуму	0,4	130
29	2	1	По минимуму	-0,5	100
30	2	2	По максимуму	-0,6	105

В таблице 1 – U – амплитуда напряжения, f – частота колебаний, $E_{огр}$ – порог ограничения, R_n – сопротивление нагрузки.

2.1 В соответствии со своим вариантом рассчитайте и постройте схему последовательного амплитудного ограничителя. Учтите, что порог ограничения задается источником постоянного напряжения E , напряжением открытия диода $U_{откр}$, а также полярностью включения источника постоянного напряжения.

2.2 Получите осциллограммы напряжения на входе и на выходе амплитудного ограничителя.

2.3 Исследуйте влияние нагрузки на форму выходного напряжения. Для этого, задавая сопротивление нагрузки R_n равным 1 Ом, 5 Ом, 10 Ом, 50 Ом, 100 Ом, 1000 Ом, получите осциллограммы напряжения на входе и на выходе амплитудного ограничителя.

2.4 Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 3. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование параллельного ограничителя амплитуды (рисунок 12).

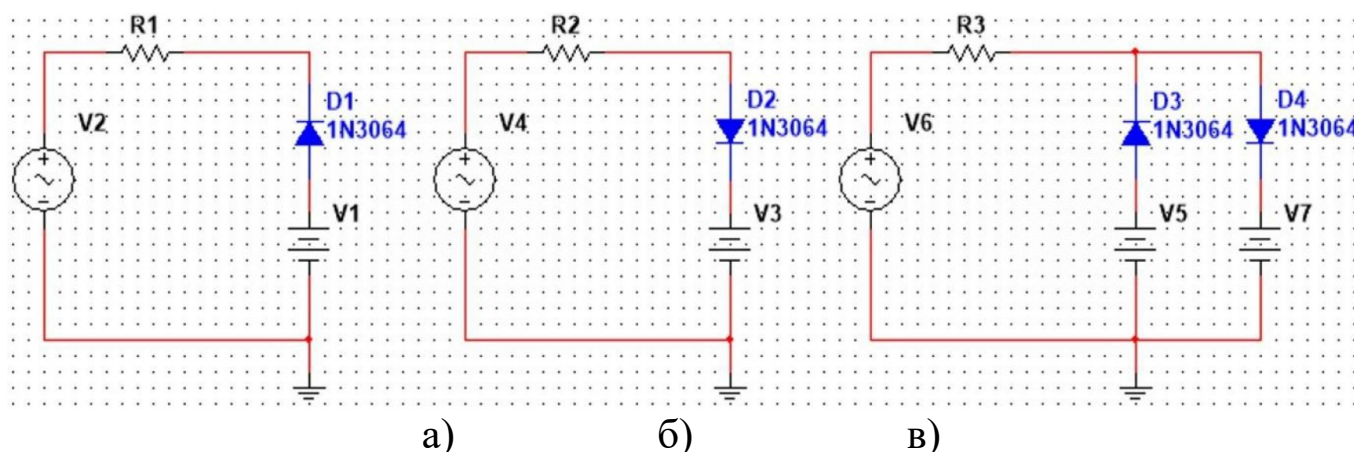


Рисунок 12 – Схемы параллельных амплитудных ограничителей
а – по минимуму; б – по максимуму; в – двухсторонний

3.1. В соответствии со своим вариантом (таблица 1) рассчитайте и постройте схему параллельного амплитудного ограничителя. Учтите, что порог ограничения задается источником постоянного напряжения E , напряжением открытия диода $U_{откр}$, а также полярностью включения источника постоянного напряжения.

3.2. Получите осциллограммы напряжения на входе и на выходе амплитудного ограничителя.

3.3. Исследуйте влияние нагрузки на форму выходного напряжения. Для этого, задавая сопротивление нагрузки R_n равным 1 Ом, 5 Ом, 10 Ом, 50 Ом, 100 Ом, 1000 Ом, получить осциллограммы напряжения на входе и на выходе амплитудного ограничителя.

3.4. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

Задание 4. В программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim проведите исследование двустороннего амплитудного ограничителя (рисунок 11, в и рисунок 12, в).

Исходные данные, представлены в таблице 2. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 2 – Варианты исходных данных

№ вар.	U, В	f, кГц	Включение диода	E _{огр} , В	R _н , Ом
1	2	1	Последовательно	0,5	100
2	2	2	Параллельно	0,8	105
3	2	1	Последовательно	1,5	110
4	2	2	Параллельно	1	115
5	2	1	Последовательно	0,9	120
6	2	2	Параллельно	0,6	125
7	2	1	Последовательно	0,7	130
8	2	2	Параллельно	0,5	100
9	2	1	Последовательно	0,8	105
10	2	2	Параллельно	0,9	110
11	2	1	Последовательно	1	115
12	2	2	Параллельно	1,5	120
13	2	1	Последовательно	1,6	125
14	2	2	Параллельно	0,6	130
15	2	1	Последовательно	0,7	100
16	2	2	Параллельно	0,5	105
17	2	1	Последовательно	0,8	110
18	2	2	Параллельно	0,9	115
19	2	1	Последовательно	0,8	120
20	2	2	Параллельно	0,9	125
21	2	1	Последовательно	0,5	130
22	2	2	Параллельно	0,3	100
23	2	1	Последовательно	0,9	105
24	2	2	Параллельно	1,7	110
25	2	1	Последовательно	1,7	115
26	2	2	Параллельно	1,8	120
27	2	1	Последовательно	0,9	125
28	2	2	Параллельно	0,4	130
29	2	1	Последовательно	0,5	100
30	2	2	Параллельно	1	105

4.1. В соответствии со своим вариантом рассчитайте и постройте схему двухстороннего амплитудного ограничителя. Примите, что порог ограничения сверху и снизу равны по модулю.

4.2. Получите осциллограммы напряжения на входе и на выходе амплитудного ограничителя.

4.3. Исследуйте влияние амплитуды гармонического колебания на длительность фронта трапецеидальных импульсов. Для этого, изменяя амплитуду напряжения, замерить длительность фронта.

4.4. Исследуйте влияние частоты гармонического колебания на длительность фронта трапецеидальных импульсов. Для этого, изменяя частоту колебаний, замерьте длительность фронта.

4.5. Составьте таблицу и занесите в неё результаты измерений, полученных в п. 4.3, п. 4.4. Сделайте выводы.

4.6. Все полученные результаты приведите в отчёте. Сделайте выводы по полученным результатам.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;
- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответственную численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Что такое амплитудный ограничитель?
2. Где применяются амплитудные ограничители?
3. Что называется порогом ограничения?
4. Какие виды АО существуют?
5. Какие существуют способы включения ключевого элемента в АО?
6. На чем еще можно построить АО, кроме диодов?
7. Изобразите схему последовательного АО по минимуму. Поясните принцип ее работы и назначение элементов
8. Изобразите схему параллельного АО по максимуму. Поясните принцип ее работы и назначение элементов.
9. Как используются амплитудные ограничители в радиоприемных устройствах?

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

4 балла (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

3 балла (или оценка «хорошо») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

2 балла (или оценка «удовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-1 балл (или оценка «неудовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №6

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

1 Цель работы

– экспериментально исследовать транзисторный автогенератор с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim, изучить влияние на режим работы и частоту колебаний питающих напряжений и нагрузки.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

– персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;

– программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Энергично развиваясь, радиотехника и электроника сменили уже несколько поколений элементной базы. Искровые приемопередатчики были вытеснены машинными генераторами, затем появилась ламповая радиоаппаратура и элементная база СВЧ. В середине прошлого века появилась полупроводниковая транзисторная техника. Сегодня микросборки, микросхемы, программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), микропроцессоры и другие полупроводниковые устройства стали обычными элементами радиоэлектроники.

Элементную базу условно можно разделить на два класса: пассивные и активные элементы.

Пассивные элементы – это радиодетали, не осуществляющие преобразования и усиления сигналов – *индуктивности, резисторы, емкости, реле, разъемы, переключатели, кварцевые резонаторы* и т.д.

Активные элементы – это радиодетали, с помощью которых возможно осуществлять усиление или обработку сигналов – *лампы, транзисторы, диоды, микросхемы* и др.

При создании мощных каскадов усиления устройств формирования радиосигналов в настоящее время широко применяются транзисторы. Ламповая техника оказалась экономически оправдана только при выходных мощностях передатчиков, превышающих несколько киловатт в непрерывном режиме генерации. Конечно, на мощных телевизионных и радиовещательных центрах, в системах радиолокации и дальней навигации без ламповой электронной техники пока не обойтись, но преобладающее число передающих устройств реализуют сейчас на транзисторах.

В разных странах и даже у различных фирм-производителей свои системы маркировки полупроводников. В Российской Федерации в соответствии с ОСТ 11 336.919-81 принято маркировать транзисторы [1-4] следующим образом.

Первый элемент обозначения определяет материал полупроводника: К или 2 – кремний; Г или 1 – германий; А или 3 – соединения галлия; И или 4 – соединения индия. Если в марке транзистора указана первой цифра, а не буква, то такое обозначение соответствует полупроводниковому прибору, имеющему улучшенные характеристики по какому-либо параметру, например, по допустимой температуре коллекторного перехода.

Вторая буква в обозначении определяет тип прибора: Т – транзистор; Д – диод; В – варикап; С – стабилитрон; П – полевой транзистор.

Следующие за второй буквой цифры говорят о подклассе полупроводника и номере его разработки. Первая из цифр в соответствии с принятой в стране триадной схемой маркировки транзисторов означает принадлежность к подклассу по мощности и по рабочему диапазону частот. Вторая и третья и четвертая цифры определяют номер разработки и характеризуют отличительные параметры прибора (рисунок 1).

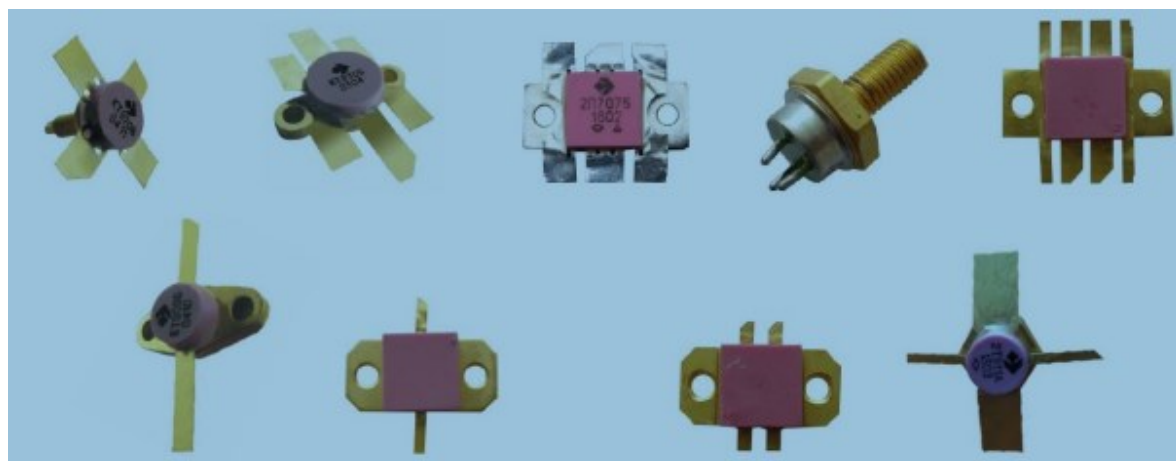


Рисунок 1 – Современные отечественные высокочастотные транзисторы

Следующие за цифрами буквы определяют модификацию полупроводника и его отличие от одинаковых по номеру разработки. Например, транзисторы 2Т922А, 2Т922Б, 2Т922В – это кремниевые мощные высокочастотные транзисторы, имеют допустимую температуру корпуса 1250С (У КТ922А допустимая температура корпуса 85° С) и различаются друг от друга максимальной выходной мощностью: 5, 20 и 40 Вт соответственно.

Стандарт ОСТ 11 336.919-81 предусматривает введение в маркировку дополнительных знаков, чаще всего цифр от 1 до 9, характеризующих конструктивную модификацию. Дополнительные цифры, приводимые в маркировке через дефис, характеризуют модификацию выводов для бескорпусных транзисторов.

Триадная схема поясняется в таблице 1 на примере кремниевых транзисторов КТ 101 – КТ 999. Элементы каждого из трехчастотных диапазонов разделяются по мощности на три группы: 100-400-700; 200-500-800; 300-600-900. При этом маломощные транзисторы имеют максимальную рассеиваемую мощность не выше 0,3 Вт. Транзисторы средней мощности имеют рассеиваемую мощность более 0,3 Вт, но не выше 1,5 Вт. Транзисторы большой мощности рассеивают мощность более 1,5 Вт. Низкочастотные транзисторы имеют граничную частоту ниже 3 МГц; среднечастотные – выше 3, но ниже 30 МГц; высокочастотные выше 30 МГц.

Таблица 1 – Маркирование транзисторов

Транзисторы	Маломощные	Средней мощности	Мощные
Низкочастотные	КТ101-КТ199	КТ401-КТ499	КТ701-КТ799
Среднечастотные	КТ201-КТ299	КТ501-КТ599	КТ801-КТ899
Высокочастотные	КТ301-КТ399	КТ601-КТ699	КТ901-КТ999

Для радиопередающих устройств особое значение имеют высокочастотные и сверхвысокочастотные транзисторы средней и большой мощности. Для телекоммуникационных систем осваиваются все более высокочастотные участки спектра, например, миллиметровые волны (30–300 ГГц), и это требует новых разработок транзисторов с большими возможностями по частоте. Создание мощных транзисторных усилителей высокой и сверхвысокой частоты для трактов усиления радиопередающих устройств явилось исключительно сложной задачей. При ее решении потребовалось преодолеть целый ряд препятствий, к основным из которых

можно отнести следующие:

- уменьшение коэффициента усиления транзисторов по мощности с ростом рабочей частоты;
- наличие эффекта оттеснения носителей заряда, ограничивающего эмиттерный ток, а значит, и выходную мощность транзистора;
- проблемы охлаждения кристалла мощного полупроводника;
- необходимость получения в нагрузке мощности, многократно превышающей возможности одного транзистора;
- требование эффективной передачи ВЧ энергии от транзистора в нагрузку в широком диапазоне частот;
- необходимость надежной защиты транзисторов от перегрузок при флуктуациях нагрузки.

Первые три задачи относятся непосредственно к активным элементам, поэтому рассмотрим, как удалось решить эти проблемы и в какой степени они оказались разрешенными для мощных транзисторов.

Максимальной частотой транзистора $f_{\text{макс}}$ обычно называют значение частоты, при котором коэффициент усиления транзистора по мощности $K_p = 3$ дБ или 2 раза. Эта частота близка к граничной частоте транзистора, определяемой в соответствии с выражением 1:

$$f_T = |h_{21э}|f = \frac{1}{2\pi\tau_{T\sigma}} = \frac{V_3}{2\pi W_\sigma}, \quad (1)$$

где $|h_{21э}|$ – модуль коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером;

f – частота, на которой измеряется величина $|h_{21э}|$;

V_3 – скорость пролета носителей через базу (ограничена величиной 10^7 см/с);

$\tau_{T\sigma}$ – время пролета неосновных носителей заряда через базу;

W_σ – толщина базовой области.

Из выражения следует, что для увеличения частотных возможностей транзистора требуется уменьшать толщину базовой области. Однако есть и ограничение, связанное с критическим значением напряженности электрического поля ($E_{кр} = 2 \cdot 10^5$ В/см для кремния), при котором наступает пробой.

Поэтому величина произведения максимально допустимого напряжения коллектор-база имеет предел, который для кремниевых

транзисторов:

$$U_{кб} f_T = \frac{E_{кр} V_{э}}{2\pi} = 3 \cdot 10^{11} B \cdot Гц.$$

Отсюда видно, что повышение граничной частоты f_T за счет уменьшения толщины базы приводит к снижению напряжения $U_{кб}$, что вызывает уменьшение выходной мощности транзистора. Для сравнения приведем следующий пример: у транзистора с частотой $f_T = 400$ МГц и мощностью до 100 Вт толщина базы $W\sigma = 0,7$ мкм, а у транзистора с частотой до 2 ГГц величина $W\sigma = 0,3$ мкм и выходная мощность меньше в несколько раз.

К настоящему времени предельные значения частоты мощных биполярных транзисторов приблизились к 20 ГГц, что позволило использовать транзисторы в радиотехнике сантиметрового диапазона. Для более высоких частот созданы полевые транзисторы, которые стали активно применять вплоть до миллиметрового диапазона длин волн.

Эффект отеснения носителей зарядов связан с тем, что при высоких уровнях инжекции ток неосновных носителей зарядов отесняется к внешним краям эмиттера. При больших мощностях плотность тока эмиттера достигает 3000 А/см^2 . Так как существует предельное значение плотности тока, при превышении которого может произойти разрушение эмиттера, следует для повышения мощности транзистора удлинять периметр эмиттера, что приводит к увеличению площади электродов и к росту емкостей переходов, что снижает частотные свойства транзистора.

Эффект отеснения удалось преодолеть благодаря идее Н. Флетчера, предложившего выполнять эмиттер в виде большого числа ячеек квадратиков или полосок, соединенных между собой параллельно и образующих многоэмиттерную структуру, позволившую значительно увеличить отношение периметра эмиттера к площади коллектора. Создание полупроводников с высоким отношением периметра эмиттера к площади коллектора и тонкой базой позволило значительно увеличить колебательную мощность биполярных транзисторов и повысить граничную частоту.

По методам конструктивной реализации объединения эмиттеров различают три вида многоэмиттерных структур: решетчатую, сетчатую, полосковую, объединяющих сотни площадок эмиттеров в один электрод. Многоэмиттерный транзистор, по сути, представляет собой параллельное соединение большого числа маломощных транзисторов с компенсацией различий в коэффициентах усиления за счет дополнительных резисторов в

цепях эмиттеров. Так, один из первых мощных транзисторов с рабочей частотой до 400 МГц и мощностью 3 Вт имел следующие параметры: размер ячейки элементарного эмиттера 13х13 мкм; число ячеек 156; общий периметр эмиттера 7,5 мм; площадь коллектора 0,25 мм².

У многоэмиттерных транзисторов границы переходов лежат в одной плоскости поперечного сечения и такие структуры называют планарными. При создании конструкции транзистора с многоэмиттерной структурой стремятся увеличить коэффициент усиления по мощности за счет уменьшения сопротивления базы r_{σ}^1 , внедряя в ее тело сильнолегированные участки с низким удельным сопротивлением. Также стремятся уменьшить потери за счет реактивностей выводов транзистора. Полосковые выводы имеют индуктивность около 0,3 нГн, а штыревые порядка 3 нГн, поэтому для уменьшения индуктивностей выводов высокочастотных транзисторов их, как правило, делают полосковыми.

Среди современных разработок транзисторов следует выделить транзисторные структуры на карбиде кремния, широко применяемые в мощных сверхвысокочастотных импульсных усилителях.

Особенность применения мощных биполярных транзисторов состоит в том, что они эксплуатируются в режимах, близких к предельным по температуре перехода. Область максимальных режимов транзисторов, ограничена максимально допустимым током коллектора, максимально допустимой мощностью рассеивания, вторичным пробоем, граничным напряжением вольтамперной характеристики при заданных входных условиях и максимально допустимым обратным напряжением коллектор-эмиттер в справочниках приводится при температуре корпуса $T_{к1}$, при которой обеспечивается максимальная мощность рассеивания.

В целях максимального увеличения коэффициента полезного действия мощные транзисторы используют обычно в режимах работы с отсечкой, поэтому допустимые режимы, приводимые в справочниках как статические (при работе на постоянном токе), существенно отличаются при динамической работе.

Автогенератор – это нелинейное устройство, самостоятельно и без внешних воздействий преобразующее энергию источника питания в энергию переменных электрических сигналов. Такой преобразователь содержит источник питания, усилитель, колебательную фильтрующую цепь и цепь обратной связи. Принципы построения этих узлов автогенераторов могут быть различными, что и явилось причиной многообразия схем автогенераторов.

Основные схемы автогенераторов можно привести к обобщенной трехточечной схеме, изображенной на рисунке 2, содержащей усилитель, фильтрующую контурную цепь из двухполюсников Z_1 , Z_2 , Z_3 и источник питания.

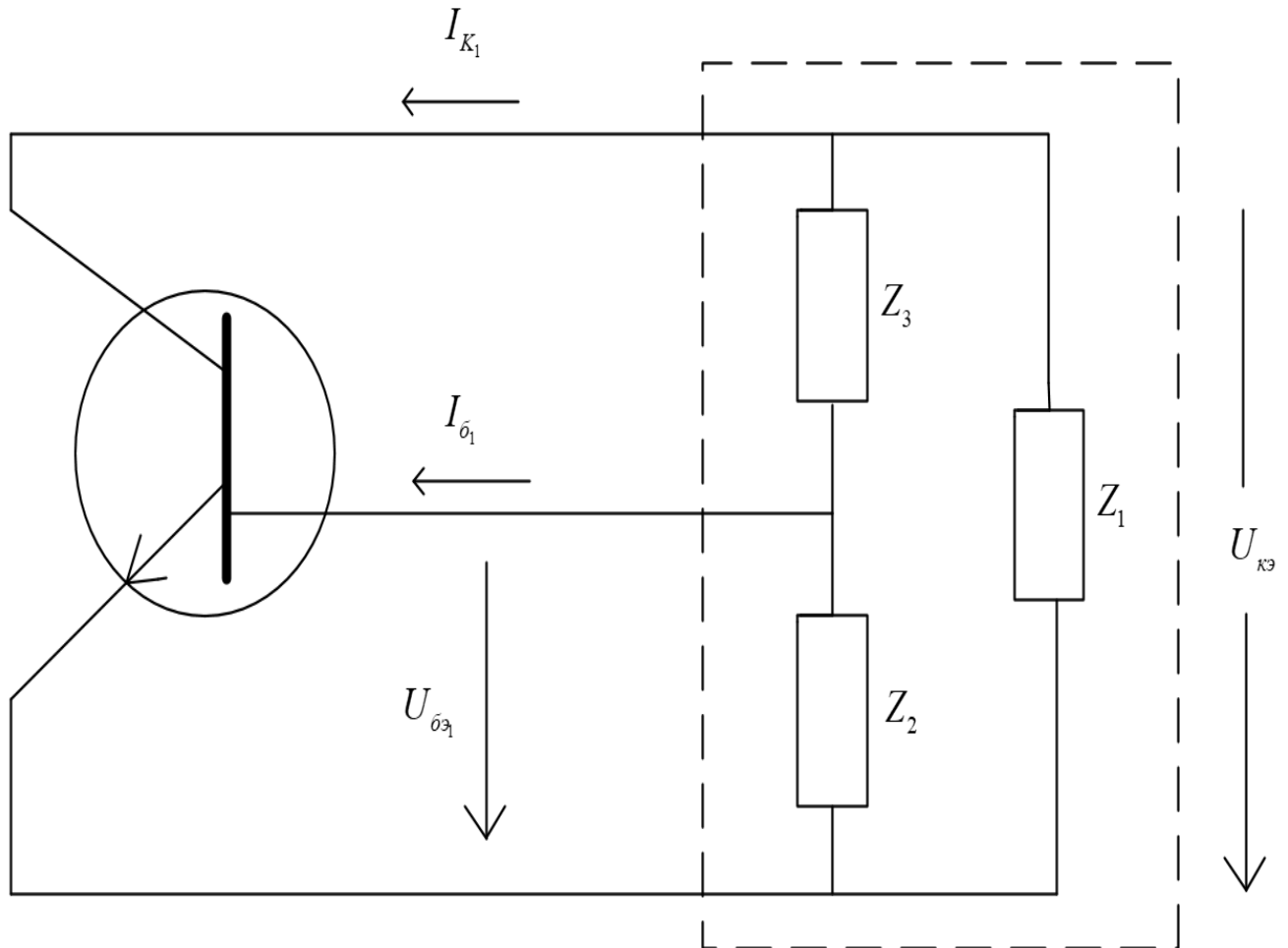


Рисунок 2 – Обобщенная схема автогенератора

Описав взаимосвязь токов и напряжений в этой схеме, не сложно получить основное уравнение трехточечного автогенератора в виде:

$$\dot{I}_{K1} \exp \left[j(\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{ZK}) \right] = 1, \quad (2)$$

где: $\dot{S}_1 = \frac{\dot{I}_{K1}}{\dot{U}_{\delta 3}}$, при $U_{кэ1} = 0$; $\dot{I}_{\delta 1} = \dot{I}_{K1}$, при $I_{\delta 1} = 0$; $Z_K = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$.

Основное уравнение распадается на два простых уравнения, получивших названия баланса амплитуд $S_1 K Z_K = 1$ и баланса фаз

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{ZK} = 2\pi n, \text{ при } n = 0, 1, 2, \dots$$

Анализ уравнений показывает, что для режима автогенерации требуется минимизировать действительные составляющие у сопротивлений плеч трехточки (Z_1, Z_2, Z_3) и при неустойчивом положении покоя $S_1 K > \frac{1}{Z_K}$ при $U_{бэ1} = 0$) в трехточечной схеме необходимыми являются следующие условия для реактивных сопротивлений плеч трехточки (Z_1, Z_2, Z_3) $X_1 X_2 > 0$; $X_1 X_3 < 0$; $|X_2| < |X_3|$, а частота колебаний находится из уравнения $X_1 + X_2 + X_3 = 0$.

Из этих условий следует, что реактивные сопротивления X_2, X_3 обязательно должны иметь противоположные знаки, а знаки реактивных сопротивлений X_1, X_2 на частоте колебаний должны совпадать, иначе генерация не возникнет. Характер реактивности сопротивления X_1 определил наименование трехточечной схемы — ёмкостная или индуктивная трехточка, как показано на рисунке 3.

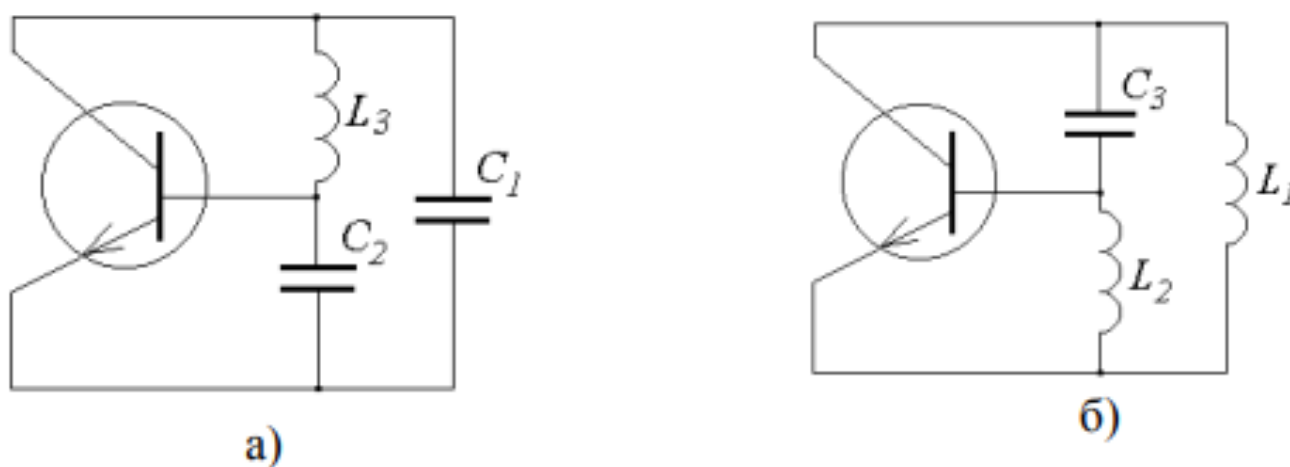


Рисунок 3 – Ёмкостная (а) и индуктивная (б) трехточечные схемы автогенераторов без цепей питания

Из обобщенной схемы видно, что реактивные составляющие входного, проходного и выходного сопротивлений транзистора включены параллельно соответствующим сопротивлениям фильтрующей контурной системы, и это необходимо учитывать при реализации автогенераторов, соответствующим образом уменьшая номиналы устанавливаемых элементов.

Чаще в инженерной практике используется схема емкостной трехточки, так как ёмкости имеют большую добротность элементов по

сравнению с индуктивностями и минимум индуктивностей в схеме упрощает реализацию генератора. Для развязки цепей коллектора и базы по постоянной составляющей Клапп предложил последовательно с индуктивностью L_3 в схеме емкостной трехточки установить конденсатор C_3 , выполняющий дополнительные функции увеличения при необходимости величины индуктивности L_3 и коррекции амплитудной характеристики генератора при перестройке его частоты.

Транзисторный автогенератор, построенный по схеме Клаппа, изображен на рисунке 4.

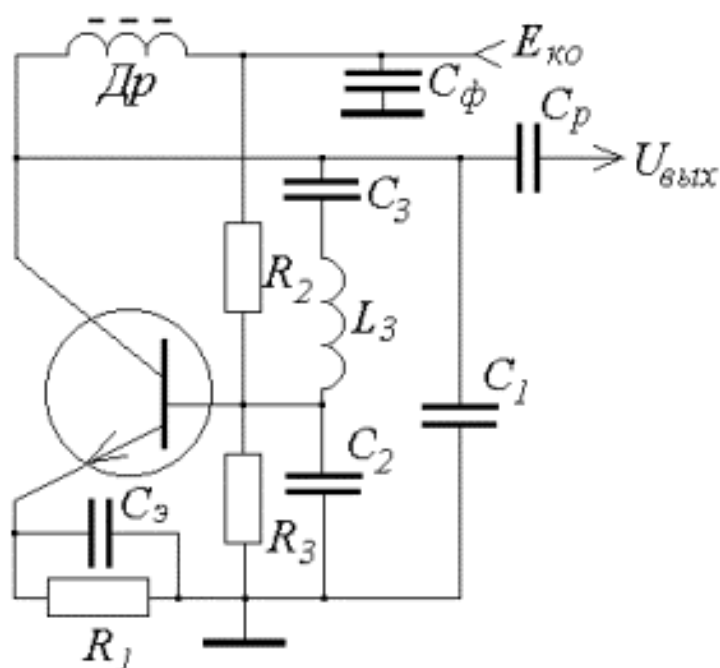


Рисунок 4 – Автогенератор по схеме Клаппа

Требуемые параметры стационарного режима и условия мягкого (плавного) или жесткого (скачкообразного) его достижения при включении питания реализуются за счет напряжения смещения, обеспечиваемого резисторами $R_1 - R_3$, а также подбором номиналов конденсаторов C_1 , C_3 .

Схемных решений автогенераторов гармонических колебаний достаточно много, однако с ростом частоты их выбор ограничивается и на частотах выше нескольких гигагерц из-за конструктивных трудностей практически используют простую **одноконтурную схему Клаппа**. На высоких частотах индуктивность вывода базы не позволяет приблизить к базе емкость C_2 и взамен ее используется конструктивная емкость база – эмиттер транзистора, что несколько снижает стабильность генерируемой

частоты. Для уменьшения влияния на эту конструктивную емкость флуктуаций температуры приходится работать с уменьшенными токами, что, в свою очередь, ограничивает энергетические возможности генератора.

Основные причины изменения генерируемой частоты при изменениях режимов работы транзистора связаны с вариациями его емкостей и изменениями фазового угла средней крутизны φ_s транзистора. Поэтому в автогенераторах стараются использовать транзисторы без явно выраженных инерционных свойств, то есть с запасом по частоте в 2-3 раза.

Для уменьшения влияния на стабильность частоты нагрева транзистора в автогенераторах применяют резко недонапряженный режим с коэффициентом использования коллекторного напряжения в 3-4 раза меньшим, чем в критическом режиме при углах отсечки в интервале от 70 до 110°. При этом КПД автогенератора получается низким (0,1-0,2), следовательно, автогенераторы на транзисторах лучше делать маломощными.

При расчете автогенераторов на маломощных транзисторах следует помнить, что увеличение импульса коллекторного тока вызывает разогрев транзистора, но и слишком малые величины импульса коллекторного тока приводят к сильной зависимости параметров транзистора от температуры. Исходя из этих соображений, рекомендуется амплитуду импульса коллекторного тока и напряжение источника питания выбирать из условий:

$$i_K = (0,2 - 0,4)i_{K \text{ MAX}}; \quad E_k \leq (0,3 - 0,4)U_{kЭ \text{ MAX}} \quad (3)$$

где $i_{K \text{ MAX}}$, $U_{kЭ \text{ MAX}}$ — допустимые по паспортным данным значения тока и напряжения на коллекторе.

Обычно автогенераторы строят на маломощных высокочастотных транзисторах с последующим усилением сформированных колебаний до требуемого уровня мощности. Для большинства маломощных транзисторов можно рекомендовать выбирать импульс тока коллектора в интервале от 5 до 20 мА. Дроссель в цепи питания коллектора следует выбирать высокочастотным, чтобы он не шунтировал контурную систему генератора. По этой же причине нагрузка автогенератора должна быть высокоомной.

Следует опасаться нагружать автогенераторы непосредственно на

контурные фильтрующие схемы. В этом случае система связанных контуров нагрузки и самого генератора описывается сложным уравнением высокого порядка, имеющем несколько корней. Поэтому на выходе схемы автогенератора может скачкообразно меняться частота генерируемого колебания, так как условия баланса фаз и амплитуд могут выполняться сразу для нескольких колебаний. Это явление получило название - затягивание частоты автогенератором, и оно особенно опасно в случае настройки резонансной системы нагрузки на частоты, близкие частоте настройки контурной системы автогенератора.

Чтобы избежать затягивания частоты автогенератором и снизить влияние последующих каскадов на стабильность генерируемых колебаний, на выходе автогенератора обычно ставят буферный усилитель, имеющий большое активное входное сопротивление. В качестве буферных усилителей применяют усилители на полевых транзисторах, эмиттерные повторители или усилители с сильно *недонапряженным* режимом работы.

Наибольшее применение в современной радиотехнике нашли **автогенераторы, управляемые напряжением (ГУН)**, в состав которых входит варикап, величина емкости перехода которого зависит от приложенного запирающего напряжения. В качестве ГУН широко применяют автогенератор с контуром между базой и коллектором транзистора. Электронная перестройка частоты этого генератора осуществляется включенным в состав контура варикапом. Один из вариантов схемы приведен на рисунке 5.

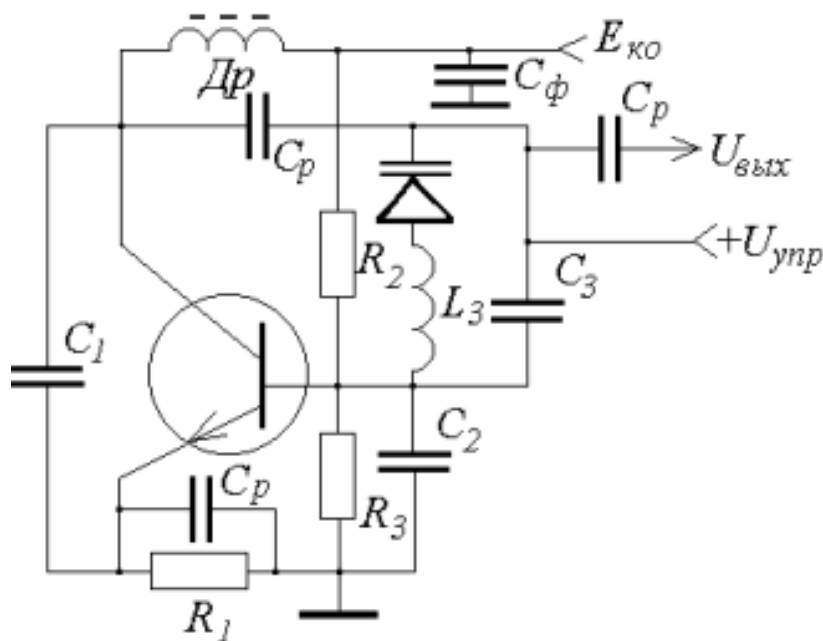


Рисунок 5 – Автогенератор, управляемый напряжением

Для линейной зависимости частоты от напряжения смещения на варикапе, согласно формуле Томпсона $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, требуется изменять емкость по закону обратной пропорциональности ее величины в зависимости от квадрата напряжения смещения. Для этого специально разработаны варикапы со сверхрезким переходом, где эта зависимость близка к требуемой. Однако для большинства варикапов подобная зависимость реализуется только в узком динамическом диапазоне управляющих напряжений, поэтому часто используют схемы с использованием одновременно нескольких варикапов, что позволяет увеличить динамический диапазон перестройки емкости.

Присутствие варикапа в контуре автогенератора усложняет процессы его анализа, так как в этом случае в схеме уже два нелинейных элемента – транзистор и варикап. Во многих практических приложениях требуются перестраиваемые автогенераторы. Без применения методов стабилизации частоты, в том числе без охвата генераторов, управляемых напряжением (ГУН) цепями автоматической подстройки частоты, стабильность частоты у таких генераторов составляет 10^{-3} . Пример схемотехнического решения ГУН с помощью навесных LC элементов приведен на рисунке 6.

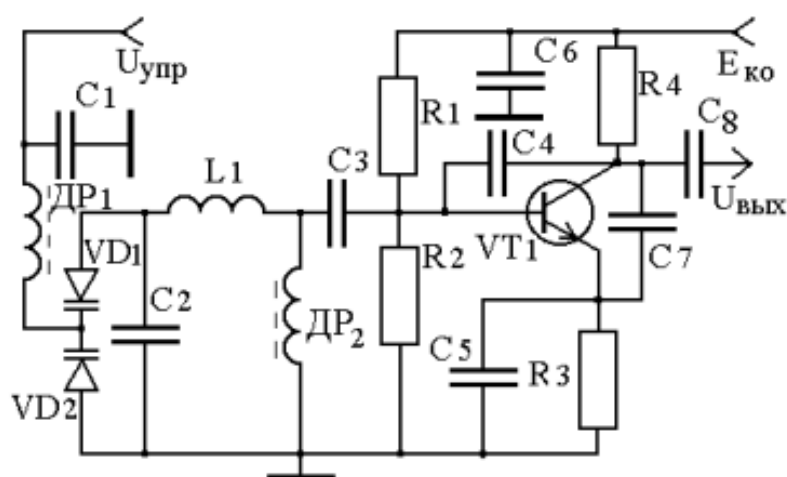


Рисунок 6 – ГУН на дискретных элементах

ГУН, изображенный на рисунке 6, используется профессионалами для генерации сигналов с частотами до 200 МГц при коэффициенте перекрытия по частоте не выше 1,5. Выходная мощность такого ГУН обычно составляет единицы милливатт на сопротивлении нагрузки более 50 Ом. При увеличении выходной мощности и коэффициента частотной перестройки в спектре выходных колебаний увеличивается фазовый шум

из-за возрастания влияния высших гармонических составляющих.

Методика расчета элементов схемы достаточно проста. Напряжение коллекторного питания и номиналы резисторов R_1, R_2, R_3, R_4 в этом ГУН зависят от типа применяемого транзистора.

Стабильность частоты колебаний автогенератора зависит от многих причин, к основным из которых можно отнести изменение во времени параметров окружающей среды, флуктуации питающих напряжений, механические вибрационные воздействия, тепловые шумы системы. Наиболее интенсивно влияет на стабильность частоты генераторов температурный дестабилизирующий фактор, так как основные параметры транзистора и контурной системы с изменением температуры меняются весьма значительно.

Источники питания, как правило, оснащают электронными стабилизаторами напряжения, что защищает от флуктуаций напряжения питания. От механических вибраций можно уберечься простыми конструкторскими мерами типа амортизаторов или заливки схемы компаундами.

Относительная стабильность частоты трехточечного автогенератора без принятия специальных мер по термостабилизации составляет:

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-3}, \quad (4)$$

где Δf – абсолютное отклонение частоты f от ее номинального значения.

Это значение стабильности частоты не устраивает потребителей практически всех видов радиоаппаратуры, и температурная стабилизация потребовала от разработчиков аппаратуры сравнительно сложных усилий.

Наиболее легкий способ – почти на порядок улучшить стабильность частоты заключается в возможности применения реактивных элементов с различными температурными коэффициентами. Относительные изменения емкости и индуктивности под влиянием температуры оцениваются температурными коэффициентами емкости (ТКЕ) – α_E и индуктивности (ТКИ) α_H , зависящими от конструкции этих деталей, применяемых диэлектриков и материала проводников, а также от геометрических размеров самих деталей.

$$\frac{\Delta C}{C} = \alpha_C \Delta, \quad \frac{\Delta L}{L} = \alpha_H \Delta.$$

Промышленность выпускает конденсаторы с различными по знаку ТКЕ, как с положительными, так и с отрицательными, что достигается

применением различных диэлектриков и методов построения конструкции конденсатора. Величина ТКЕ указывается в марке конденсатора. Поэтому можно применить параметрическую стабилизацию, заменив каждую емкость в схеме генератора параллельным соединением двух емкостей с различными по знаку ТКЕ. При этом рост температуры вызовет увеличение одной и пропорциональное уменьшение другой емкости, а в целом ее значение будет стабильным. Такой способ термостабилизации хорош, но применим только для частот ниже нескольких десятков мегагерц, так как на более высоких частотах номиналы конденсаторов уменьшаются, а дополнительное включение новых элементов вносит, кроме того, нестабильные емкости и индуктивности монтажа.

Другой способ термостабилизации заключается в **термостатировании автогенератора**. Генератор помещается в мини термостат, в котором постоянно поддерживается температурный режим с отклонением не более долей градуса от оптимальной температуры работы полупроводниковых приборов (от 47°C до 53°C). Этот метод активно используется в измерительной и специальной аппаратуре, требующей надежного освобождения характеристик тактовых задающих генераторов от температурной зависимости.

В аппаратуре массового применения высокая стабильность частоты автогенераторов достигается применением колебательных систем с высокой добротностью и стабильной частотой собственных резонансов. Этим требованиям удовлетворяют резонаторы, изготовленные из материалов, обладающих прямым и обратным пьезоэффектами. К таким материалам относятся кварц, турмалин и некоторые синтетические материалы. Резонаторы, изготовленные из материалов, обладающих прямым и обратным пьезоэффектами, стали называть кварцевыми.

Суть **прямого пьезоэффекта** заключается в том, что под механическим воздействием на кристалл материала нарушается состояние равновесия зарядов в кристалле и на его сторонах появляются электрические потенциалы, пропорциональные величине воздействия. **Обратный пьезоэффект** состоит в том, что при приложении к материалу разности электрических потенциалов внутреннее электрическое поле кристалла деформируется и это приводит к механической деформации кристалла.

Физика пьезоэффектов объясняется просто, если представить кристалл вещества как упорядоченную систему с взаимно уравновешенными внутренними зарядами. При появлении внешнего воздействия стабильное состояние нарушается, система переходит в новое

состояние и на обкладках кварца появляются электрические потенциалы либо она претерпевает механическую деформацию при электрических воздействиях.

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim автогенератор на емкостной трёхточке.

1.1 Соберите схему, представленную на рисунке 7.

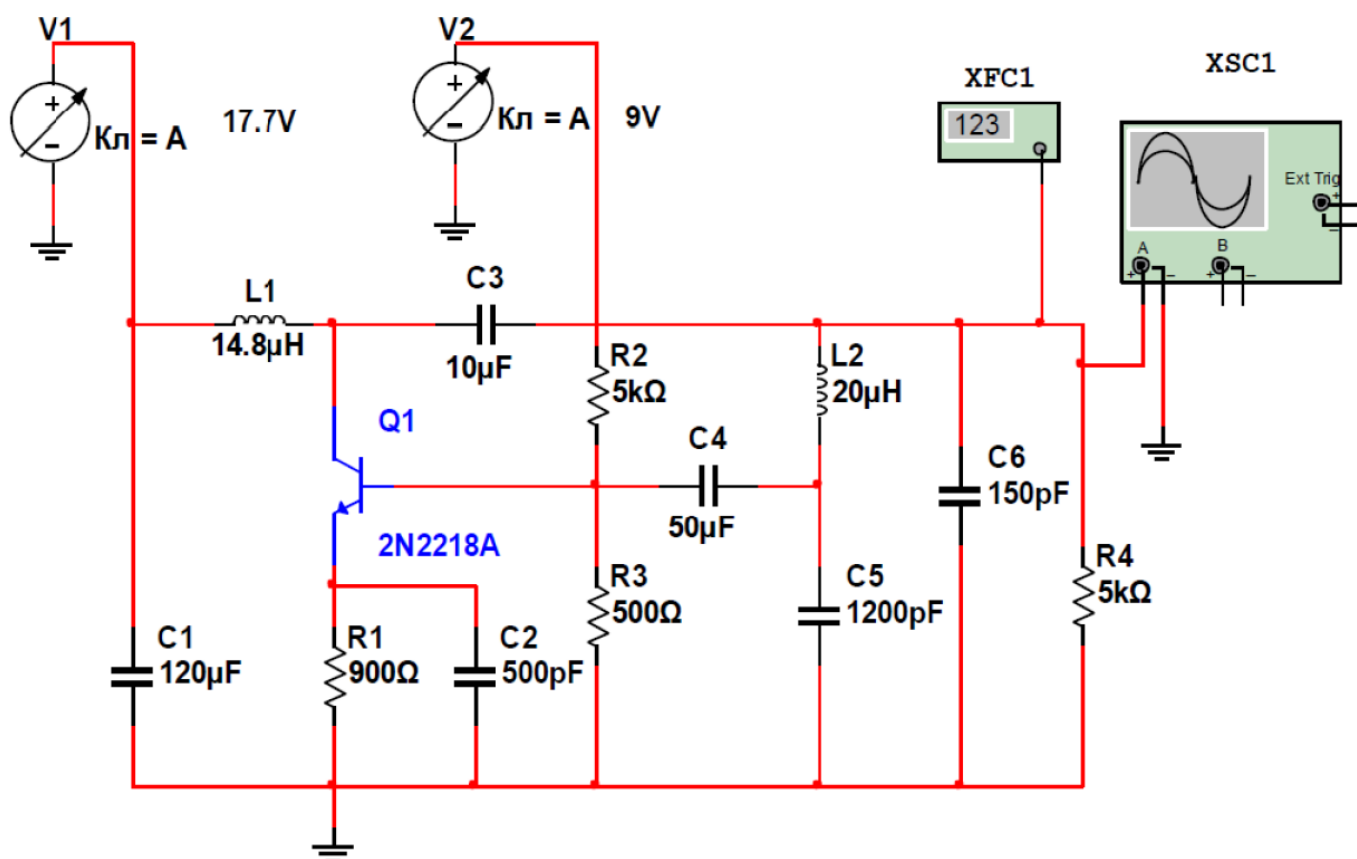


Рисунок 7 – Схема исследуемого автогенератора

Значения параметров элементов следует выбирать как на схеме: $V1=17.7$ В; $V2=9$ В; $L1=14.8$ мГн; $C1=120$ мкФ; $R1=900$ Ом; $C2=500$ пФ; $C3=10$ мкФ; $R2=5$ кОм, $R3=500$ Ом; $C4=10$ мкФ; $L2=20$ мГн; $C5=1200$ пФ; $C6=150$ пФ; $R4=5$ кОм; $Q1=2N2218A$.

Автогенератор выполнен на транзисторе 2N2218A по схеме емкостной трёхточки. Колебательным контуром, задающим частоту автогенератора, служит $C5C6L2$. Питание схемы осуществляется от источника постоянного напряжения. Коллекторные цепи транзисторов

питаются от регулируемого источника напряжения V1. Смещение на базу транзистора подается от источника постоянного напряжения V1 через делитель R2R3. На коллектор же подается напряжение через блокирующую индуктивность L1, препятствует попаданию высокочастотного напряжения в источник питания.

Конденсаторы C1 и C3 являются разделительными. Изменение коэффициента обратной связи осуществляется с помощью конденсатора C4, образующего с входной проводимостью транзистора делитель напряжения.

Нагрузкой автогенератора служит резистор R4.

1.2 Запустите моделирование схемы нажатием клавиши «**Пуск (F5)**» в меню «**Моделирование**». Для остановки моделирования используйте клавишу «**Стоп**».

1.3 Добавьте измерительный пробник на выход схемы. Его можно найти на панели «**Приборы**», которая обычно располагается в правой части экрана. При необходимости ее можно включить в меню «**Вид**».

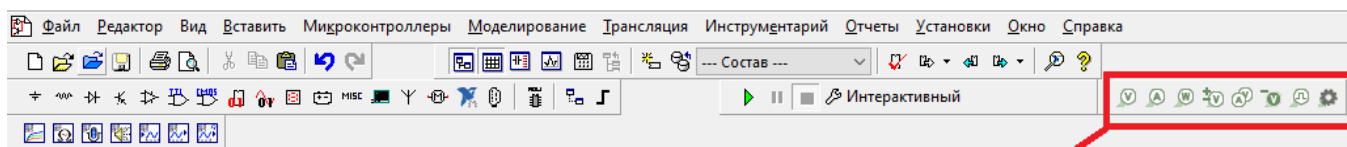


Рисунок 8 – Измерительные пробники на панели

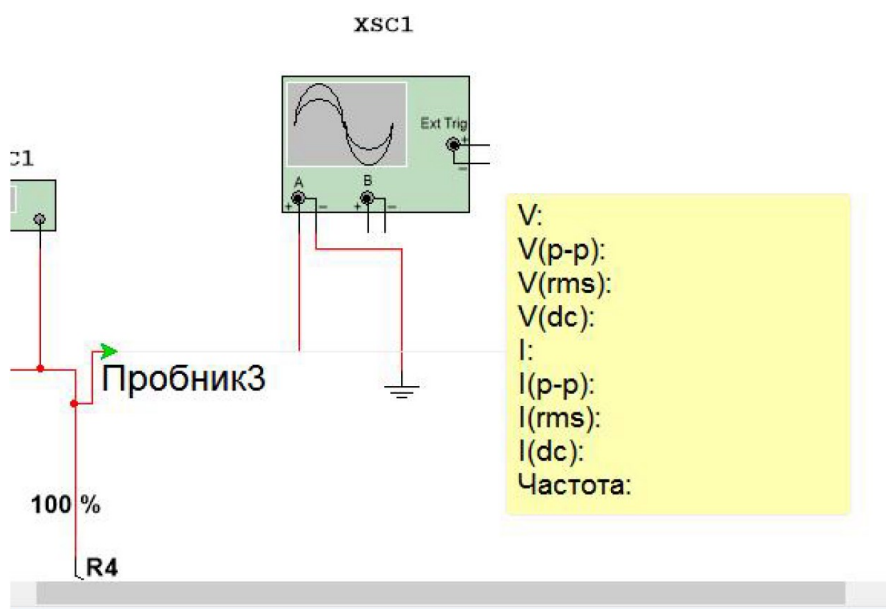


Рисунок 9 – Вид измерительного пробника на рабочем листе и место его включения в схеме

1.4 Далее необходимо нажать правой кнопкой мыши по желтой области измерительного пробника и выбрать пункт «**Свойства**». Перейти

во вкладку «*Электрические*» и в строке «*Частота*» в столбце «*Знаков*» поставить цифру 7.

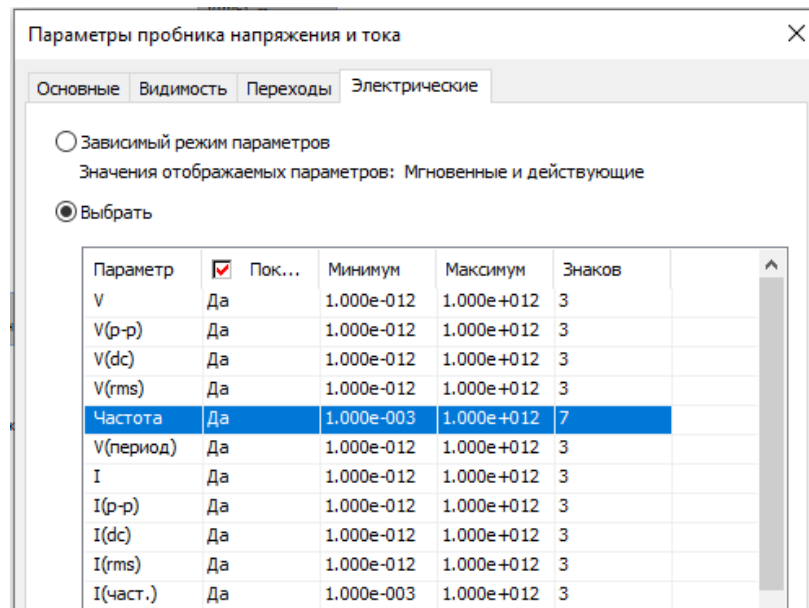


Рисунок 10 – Параметры пробника

Это позволяет измерять частоту (до 10 МГц) с точностью до 1 герца. Для удобства измерения рекомендуется добавить пробник на вход базы транзистора.

1.5 Откройте окно осциллографа XSC1. Для этого дважды щелкните по нему левой кнопкой мыши (рисунок 11).

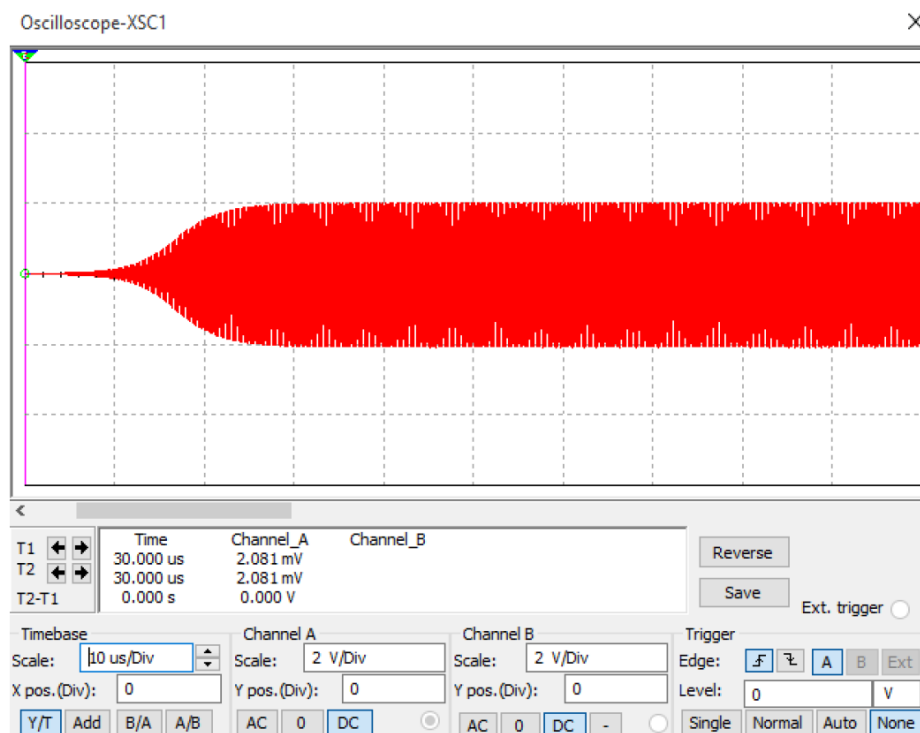


Рисунок 11 – Экран осциллографа

Вертикальную и горизонтальную развертку осциллографа можно изменять в нижней части меню. Установите режим работы в «АС» на том канале, к которому подключен выход.

1.6 Для определения зависимостей $f(E_c)$, $f(E_k)$, $f(R_n)$ наведите курсор мыши на источник V2 и двойным нажатием левой кнопки мыши откройте его меню (рисунок 12).

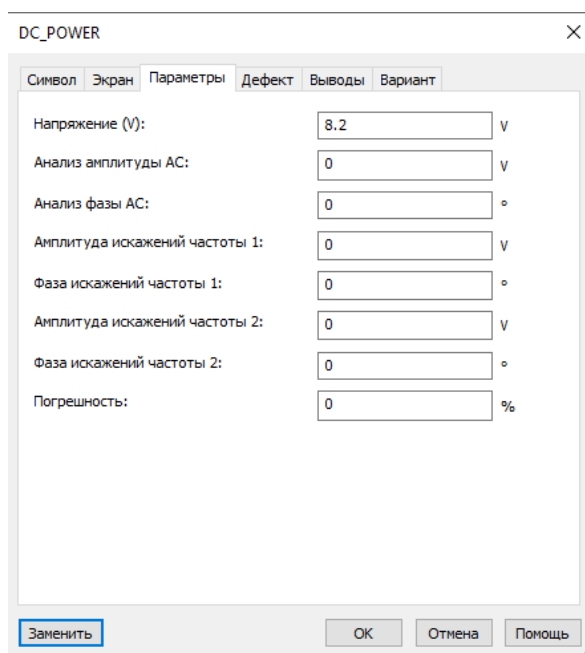


Рисунок 12 – Меню источника постоянного напряжения

В данном случае напряжение смещения E_c изменяется с помощью источника постоянного напряжения V2. В строке «**Напряжение**» установите напряжение источника питания 8.2 В. Установите $V1=17.7$ В. После ввода напряжений нажмите кнопку «**ОК**». Запустите моделирование и дождитесь установления стабильных колебаний (изменения в частоте не далее чем в последних трех цифрах в графе «**Частота**» на пробнике). С помощью измерительного пробника определите значение частоты сигнала. Закончите моделирование.

1.7 Повторяя предыдущий пункт и изменяя значения источника напряжения V2 в пределах от 8.2 до 9.12, снимите зависимость $f(E_c)$ и занесите показания в таблицу 2. Значения E_c можно определить по измерительному пробнику на базе транзистора.

Таблица 2 – Зависимость f от E_c

V2, В							
E_c , мВ							
f , МГц							

1.8 Определите зависимость частоты сигнала f от напряжения на коллекторе E_k . Установите на источнике $V2$ смещение $E_c=9$ В. Изменяя напряжение на источнике $V1$ от 15.7 до 18.6 В с помощью пробника снимите зависимость $f(E_k)$.

Таблица 3 – Зависимость f от E_k

$V1 (E_k), В$							
$f, МГц$							

1.9 Определите зависимость частоты сигнала f от сопротивления нагрузки R_n . Установите $V1=17.7$ и $V2=9$ В. Двойным нажатием левой кнопки мыши зайдите в меню резистора $R4$. Изменяя значение сопротивления нагрузки ($R4$) в пределах 3.2 – 8 кОм с шагом 0.5 кОм перед каждым запуском установки снимите зависимость $f(R_n)$.

Таблица 4 – Зависимость f от R_n

$R4(R_n), кОм$							
$f, МГц$							

1.10 Определите зависимость частоты сигнала f от емкости в цепи обратной связи $C4$. Установите $V1=17.7$ и $V2=9$ В и $R4=5$ кОм. Двойным нажатием левой кнопки мыши зайдите в меню конденсатора $C4$. Изменяя значение емкости конденсатора ($C4$) в пределах 10-50 нФ снимите зависимость $f(C4)$.

Таблица 5 – Зависимость f от $C4$

$C4, нФ$							
$f, МГц$							

1.11 Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

– верхнее поле – 2 см;

- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;
- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответствующую численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Правило составления трехточечных схем автогенераторов. Докажите, что в автогенераторе с автотрансформаторной или емкостной обратной связью возможно самовозбуждение.

2. Устойчивый и неустойчивый режимы работы автогенераторов. Условие устойчивости.

3. Почему в автогенераторе рекомендуется применять автоматическое смещение?

4. Почему в транзисторных автогенераторах необходимо подавать внешнее смещение?

5. Отличительные особенности построения транзисторных автогенераторов.

6. Схема автогенератора с автотрансформаторной связью. Как определить коэффициент обратной связи в этой схеме?

7. Схема автогенератора с емкостной обратной связью. Как определить коэффициент обратной связи в этой схеме?

8. Условие устойчивости в автогенераторе. Баланс фаз и амплитуд.

9. Причины появления неустойчивости частоты. Достижимые пределы неустойчивости частоты в трехточечных схемах.

10. Поясните назначение в автогенераторе цепей автоматического смещения, принцип действия таких цепей и их топологию (на примере принципиальной схемы трехточечного автогенератора).

11. Поясните, что называют абсолютной и относительной неустойчивостью частоты автогенератора, а также что называют кратковременной и долговременной неустойчивостью частоты.

12. Перечислите основные дестабилизирующие факторы, влияющие на частоту генерируемых автоколебаний.

13. Поясните механизм влияния изменения температуры окружающей среды на частоту генерируемых автоколебаний.

14. Поясните, что такое термокомпенсация и термостатирование. Поясните, что такое температурный коэффициент частоты автогенератора, и как его определяют.

15. Поясните механизм влияния изменения напряжения питания на частоту генерируемых автоколебаний.

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

12 баллов (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

9-11 баллов (или оценка «хорошо») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

6-8 баллов (или оценка «удовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-5 баллов (или оценка «неудовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Лабораторная работа №7

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

1 Цель работы

– исследование влияния питающих напряжений и сопротивления нагрузки на режим работы и форму импульсов коллекторного, эмиттерного и базового токов транзисторного генератора с внешним возбуждением с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

В мощных усилителях высокой частоты для повышения их энергетической эффективности (коэффициента полезного действия (КПД)) используют *режим отсечки сигналов*. При этом спектр выходного сигнала обогащается, поэтому каскады усиления в радиопередающих устройствах (не идеально воспроизводящие входные сигналы) стали называть *генераторами с внешним возбуждением (ГВВ)* или реже *генераторами с независимым возбуждением (ГНВ)*. Режимы работы с отсечкой части сигнала, как будет показано ниже, энергетически выгодны и очень активно используются на практике.

Для углов отсечки сигнала выбрана шкала до 180° , а так как период гармонического сигнала составляет 360° , то под *углом отсечки* понимают $1/2$ от оставшегося после отсечки сигнала, как показано на рисунке 1.

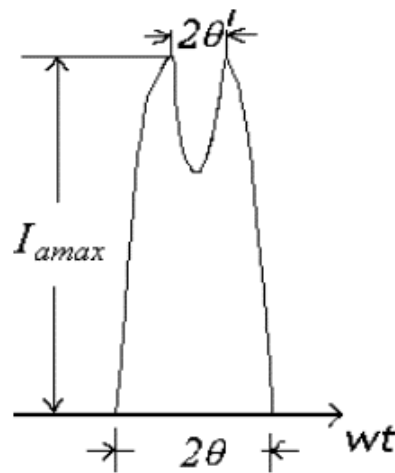


Рисунок 1 – Импульсы выходного тока активных элементов, работающих с токами во входных цепях

Для оценки свойств ГВВ, работающего в режиме с отсечкой сигнала, потребовалось решить задачу по оценке поведения усилительных каскадов при подаче на их вход усеченных косинусоидальных сигналов. Аналитически описал усеченные косинусоидальные импульсы тока советский ученый Аксель Иванович Берг. Для импульсов, изображенных на рисунке 1, он получил выражение, связывающее ток активного элемента i_a с углами отсечки выходного тока θ и входного тока θ^1 и с амплитудой, вида:

$$i_a = i_{a \max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{\cos \theta^1 - \cos \omega \theta}. \quad (1)$$

При режимах работы ГВВ, когда косинусоидальный импульс выходного тока не искажается и $\theta^1 = 0$, выражение упрощается к виду:

$$i_a = i_{a \max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \omega \theta}. \quad (2)$$

Так как импульсы выходного тока представляют собой периодическую функцию времени, ее можно разложить в ряд Фурье:

$$i_a(t) = I_{ao} + \sum_{k=1}^{\infty} i_{ak} \cos k \omega t, \quad (3)$$

где $I_{ao} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a(t) d(\omega t)$ – постоянная составляющая, или среднее за период значение выходного тока; $I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a(\omega t) d(\omega t)$ – амплитуда 1-й гармоники

выходного тока; $I_{ak} = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_a(t) \cos(k\omega t) d(\omega t)$ – амплитуда k -ой гармоники выходного тока.

Подставляя в интеграл $i_a(t)$ и интегрируя, находим амплитуды гармонических составляющих импульсов выходного тока транзистора в зависимости от величины угла отсечки θ . Отношение этих амплитуд к амплитуде импульса выходного тока определяет разложения косинусоидальных импульсов и получило название коэффициентов Берга. Так как при искажении гармонического сигнала в спектре появляются частоты, кратные частоте сигнала и называемые гармониками основного сигнала, то коэффициенты Берга для всех гармоник различны и для любой k -ой гармоники определяются выражением 4:

$$a_k = \frac{I_{ak}}{I_{a \max}}. \quad (4)$$

На рисунке 2 приведены зависимости коэффициентов Берга и коэффициента формы $g_0 = a_1/a_0$ от угла отсечки θ^0 , позволяющие наилучшим образом выбрать угол отсечки, обеспечивая за счет смещения оптимальный режим работы транзисторов.

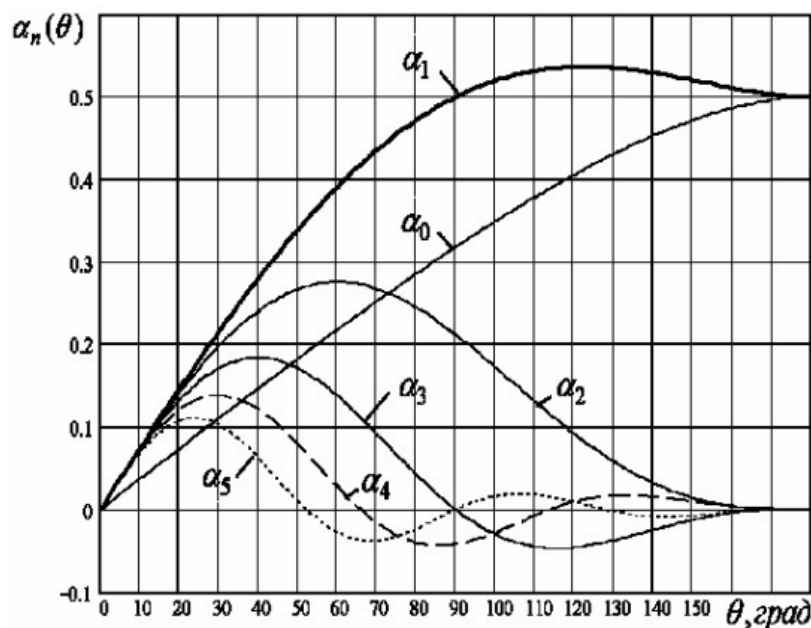


Рисунок 2 – Зависимость коэффициентов Берга от угла отсечки.

Из рисунка 2 следует, что с ростом номера гармоники ее максимальная амплитуда и, соответственно, оптимальный угол отсечки убывают пропорционально номеру гармоники. Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 2, позволяет сделать вывод, что оптимальные углы отсечки, обеспечивающие максимум тока нужной гармоники в нагрузке, определяются правилом:

$$\theta = 120^\circ / n, \quad (5)$$

где n – номер необходимой на выходе каскада гармоники.

Это правило позволяет выбрать наилучший угол отсечки для умножителей частоты, однако для усилителей угол отсечки обычно выбирают в пределах от 70° до 110° . Это вызвано тем, что при снижении угла отсечки от значения 120° амплитуда сигнала основной частоты (полезного выходного сигнала) меняется незначительно, а амплитуда постоянной составляющей убывает более резко. Это повышает КПД каскада усиления, что и определило уход от правила и понижение оптимального угла отсечки для усилителей мощности до 70° – 110° .

Коэффициенты Берга, приведенные к упрощенному знаменателю, назвали функциями Берга, для первых пяти гармоник они показаны на рисунке 3.

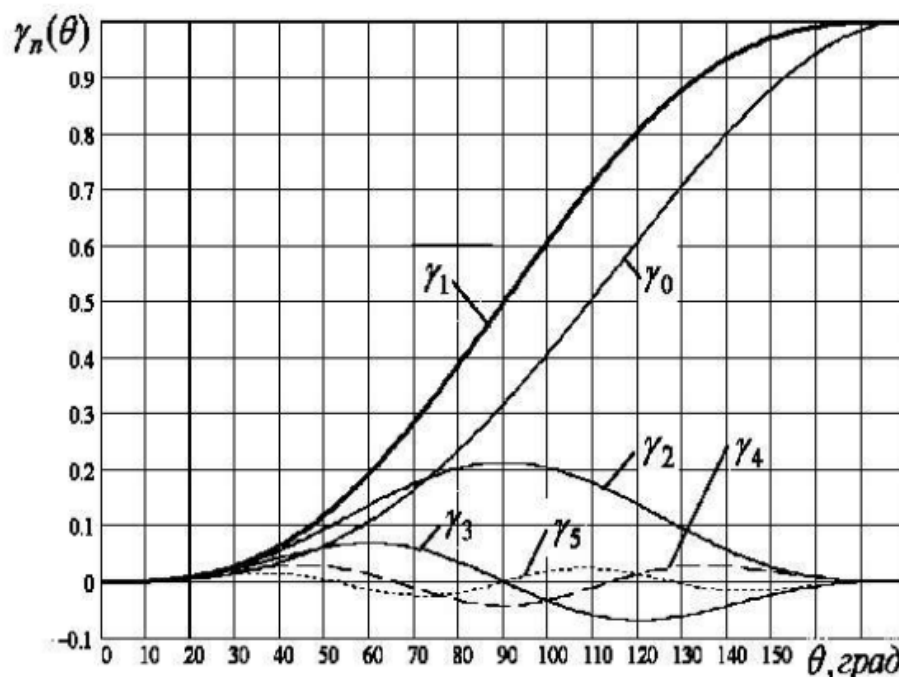


Рисунок 3 – Функции Берга

Отрицательные значения величины функции Берга говорит об изменении фазы гармоник при определенных углах отсечки. Функции Берга используются в расчетных формулах при расчете каскадов усиления мощности.

Основные характеристики усилителя мощности зависят от режима работы, который задается напряжением смещения, подаваемого на базу транзистора. Различают следующие основные режимы работы усилителя:

1. **Режим А**, показан на рисунке 4. В этом режиме ток в выходной цепи активного элемента протекает в течение всего периода сигнала, а напряжение смещения по абсолютной величине больше амплитуды входного сигнала. Поэтому форма колебаний выходного тока будет воспроизводить изменения сигнала во входной цепи. Это обеспечивает минимальные нелинейные искажения сигнала, а значит и близкие к нулю амплитуды гармоник. Режим характеризуется низким КПД (22,5%) из-за того, что при отсутствии входного сигнала транзистор остается открытым и за счет напряжения смещения и потребляет I_0 .

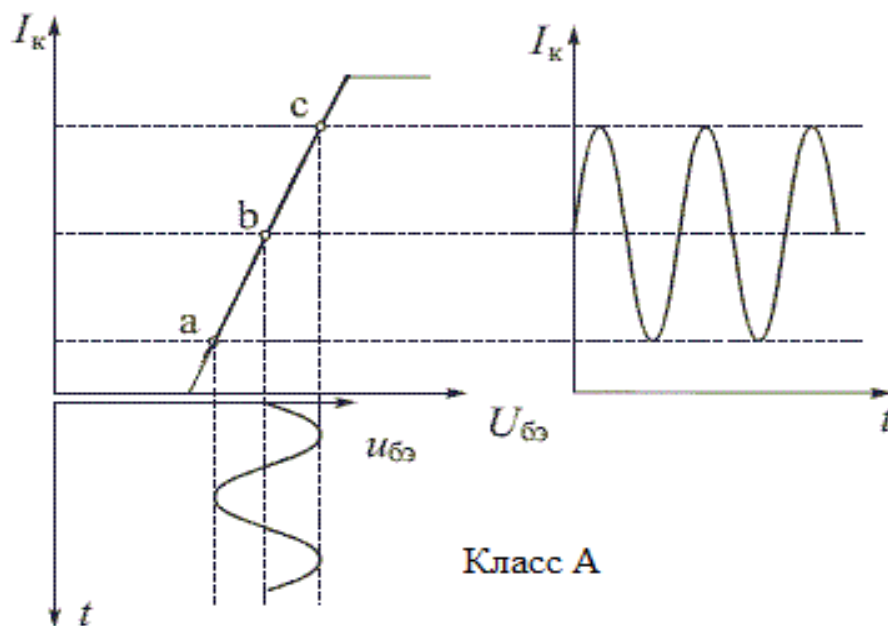


Рисунок 4 – Работа каскада в режиме А

В этом режиме работают маломощные каскады или каскады со сложной формой сигнала, к которых сложно выдерживать постоянный угол отсечки для все составляющих сигнала, как, например, у телевизионных сигналов при аналоговом телевидение.

2. **Режим В** показан на рисунке 5.

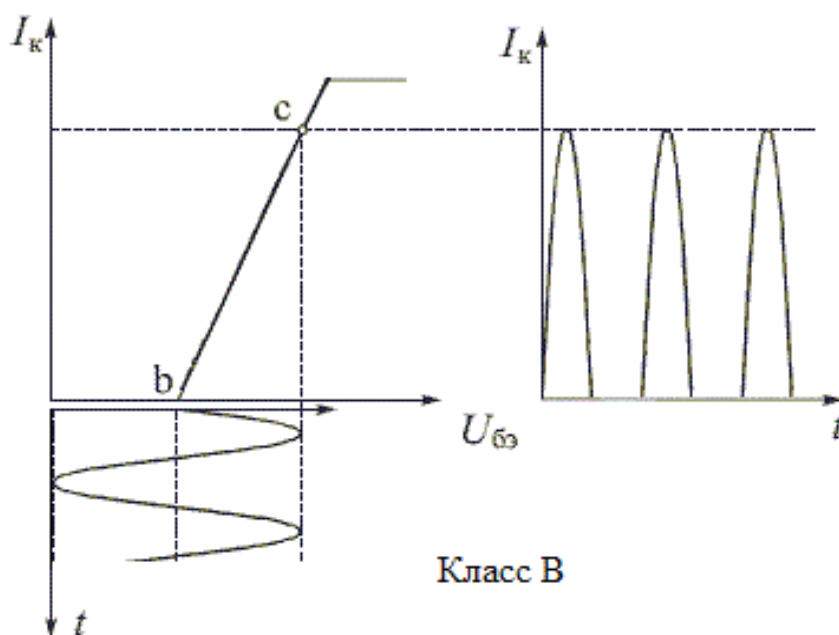


Рисунок 5 – Режим В работы каскада

В этом режиме активный элемент работает без внешнего смещения, т.е. с нулевым смещением. При подаче на вход каскада переменного напряжения одна полуволна сигнала будет вызывать появление выходного тока через транзистор, а при другой полуволне входного напряжения транзистор запирается и ток в выходной цепи отсутствует. Таким образом, выходной ток будет иметь форму импульсов, однако усиливается только один полупериод входного сигнала. Кроме того, сигнал сильно искажается и режим характеризуется высоким уровнем нелинейных искажений.

Режим В используется в двухтактных схемах, компенсирующих эти недостатки и позволяющих получить большую выходную мощность при высоком КПД и в выходных мощных каскадах, на выходе которых имеются фильтрующие схемы, отфильтровывающие нежелательные составляющие выходного спектра каскада. Достоинство режима В в высоком КПД (до 70 %), что объясняется тем, что при отсутствии сигнала выходного тока тоже нет.

3. **Режим АВ** является промежуточным между режимами А, и В. Точка покоя в режиме АВ выбирается немного правее начала входной характеристики. Он более экономичен, чем режим А (КПД до 50%), и характеризуется меньшими нелинейными искажениями, чем В.

4. **Режим С**, при котором рабочая точка находится левее начала нагрузочной линии, как показано на рисунке 6, и угол отсечки меньше 90° . КПД каскада, работающего в режиме С, несколько выше, чем в режиме В (до 80%) и этот режим часто применяют в мощных резонансных усилителях.

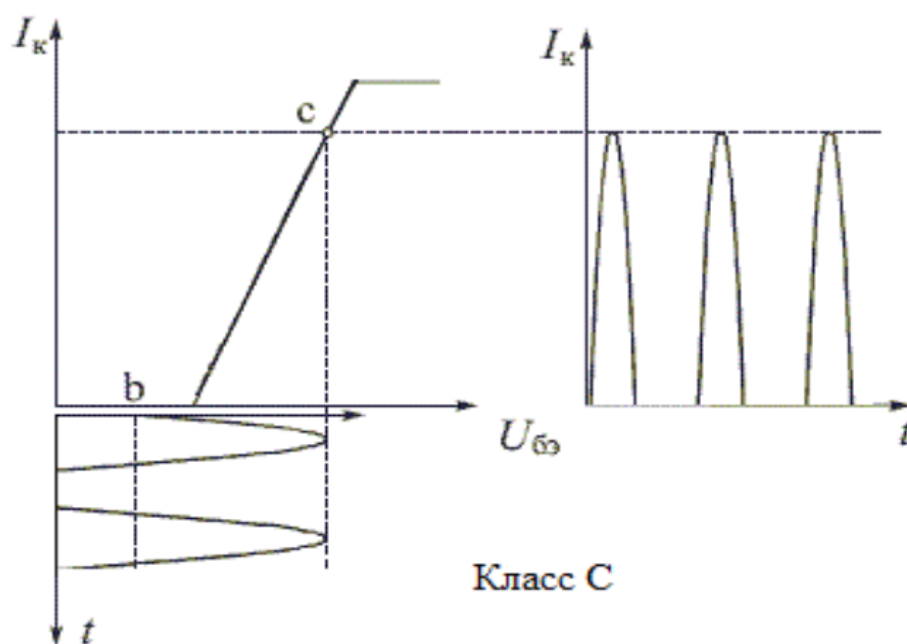


Рисунок 6 – Режим работы С

5. **Режим Д.** Этот режим называют ключевым поскольку активный элемент в этом режиме работы усилителя находится либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения. В первом случае ток через активный элемент равен нулю, а во втором – равно нулю падение напряжения на выходе усилителя. Поэтому рассеиваемая на активном элементе мощность $P_0 = IU$ всегда близка нулю. КПД в этом режиме близок к единице и потери энергии малы. Этот режим используют для формирования сигналов формы меандр и усиления прямоугольных сигналов. Режим Д имеет модификации – режим Е, режим F и др.

6. **Режим Е** – это узкополосный усилитель, в котором при помощи согласующих цепей добиваются, чтобы ток через усилительный прибор протекал при нулевом напряжении. Переключение активного элемента из режима отсечки в режим насыщения осуществляет высокочастотная несущая. Применяют для угловых видов модуляции.

7. **Режим F** – это узкополосный усилитель, в котором рабочая точка выбирается в начале линейного участка, а в качестве нагрузки используется многоконтурный фильтр, формирующий прямоугольное напряжение на коллекторе.

В устройствах формирования радиосигналов используются режимы А, В, С и их модификации, но называют режимы по-другому, в зависимости от наличия во входной цепи активного элемента значительных токов.

Если ток во входной цепи мал, то режим называют **недонапряжённым**. Если при этом используется весь линейный участок

рабочей характеристики активного элемента и входной ток пренебрежимо мал, то режим называют **критическим**. Когда во входной цепи активного элемента наблюдается значительный ток, режим называют **перенапряжённым**. Форма импульсов тока на выходе активного элемента показана на рисунке 7.

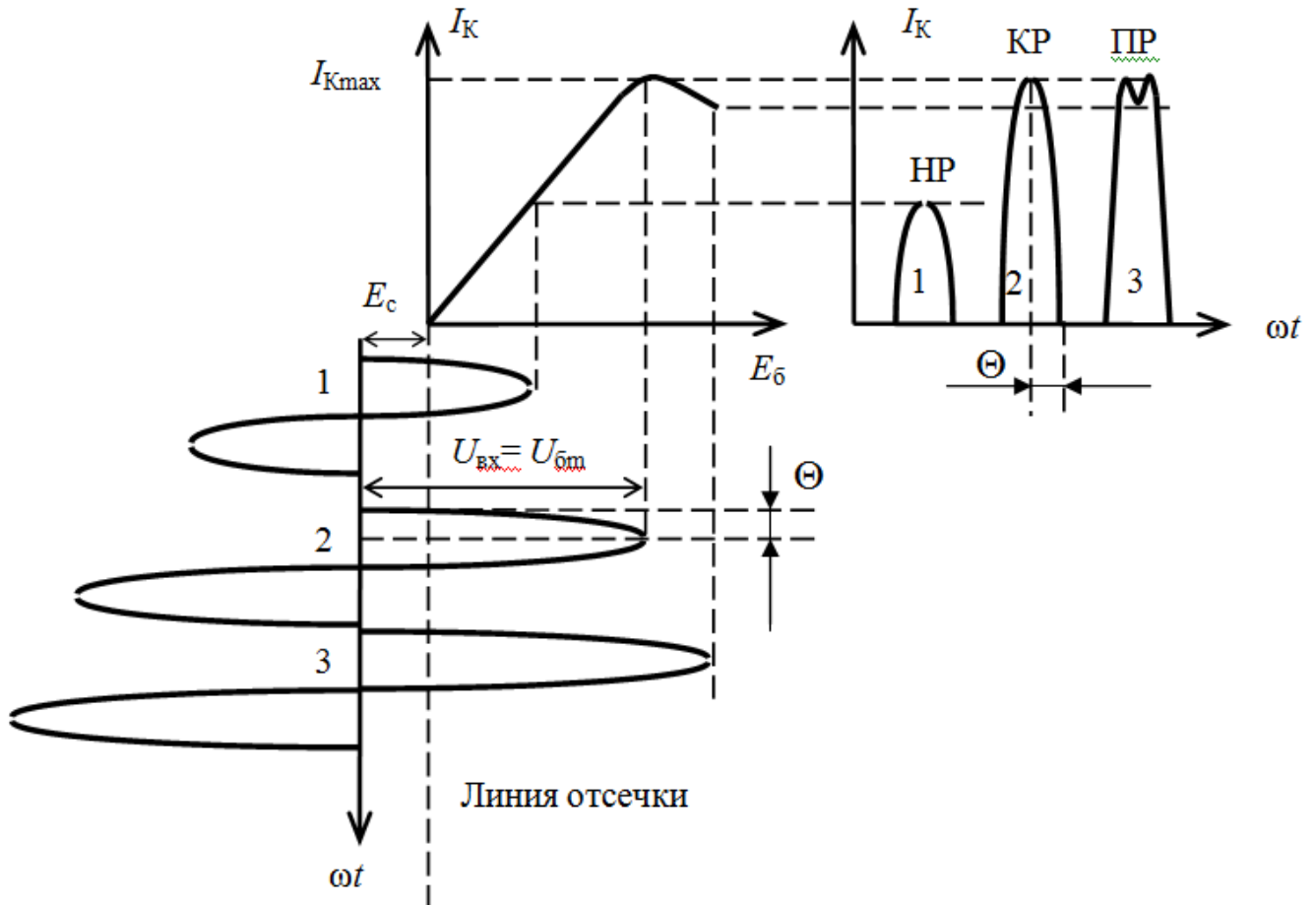


Рисунок 7 – Идеализированная статическая характеристика активного элемента: недонапряжённый режим (1); критический режим (2); перенапряжённый режим (3)

В зависимости от положения рабочей точки на рабочей характеристике усилительного прибора радиопередающего устройства при формировании тока коллектора (анода, стока) различают следующие виды режимов работы активного элемента: режим А – рабочая точка выбирается в середине линейного участка статической характеристики; режим В – рабочая точка выбирается в начале линейного участка статической характеристики; режим С – рабочая точка выбирается ниже начала линейного участка статической характеристики.

Мощные транзисторные каскады усиления широко применяются в современных генераторах и радиопередающих устройствах, работающих с

мощностями до 1-2 кВт в непрерывном режиме. При этом энергетические возможности отдельных транзисторов, измеряемые сотнями ватт, объединяются в нагрузку с помощью схем сложения мощностей различного типа (принципы построения которых рассмотрим ниже), что обеспечило заметные достоинства этому способу построения мощной аппаратуры.

Действительно, применение транзисторов не только уменьшило весогабаритные характеристики, но и повысило надёжность и долговечность оборудования, снизило стоимость аппаратуры и сделало оборудование электробезопасным для обслуживающего персонала. Модульный принцип построения многократно сократил расходы на изготовление устройств и увеличил время безотказной работы, что особенно важно для систем массового вещания и многоканальных систем передачи информации.

Однако, наряду с неоспоримыми достоинствами, применение мощных транзисторов в выходных каскадах радиоустройств имеет и свою слабую сторону. Транзисторы более восприимчивы к изменениям режимов работы, так как не имеют большого запаса по величине рассеиваемой мощности и по величинам питающих напряжений и токов. Поэтому вариации нагрузки, вызванные изменением режимов работы системы и авариями, а также сезонные и климатические изменения импеданса нагрузки, приводят к перегрузкам транзисторов, что может вызвать их выход из строя. Особенно остро этот недостаток ощущается у генераторных систем, функционирующих с изменяющейся нагрузкой, как, например, у мощных высокочастотных генераторов накачки, нагружаемых на волноводное газоразрядное плазменное пространство лазеров, имеющее динамически изменяющийся импеданс, или у медицинских генераторов ВЧ и СВЧ терапии.

Современные мощные ВЧ и СВЧ транзисторы для эффективности энергетических характеристик желательно использовать в режимах по току, напряжению и мощности, мало отличающихся от предельно допустимых значений этих величин. Поэтому задача избавления транзисторов от опасности выхода из строя из-за перегрузок оказывается серьёзной проблемой. Рассмотрим возможные методы и 34 особенности применения средств защиты транзисторов, избавляющие их от опасности выхода из строя из-за возможных перегрузок.

Мощные транзисторы реализуют многоэмиттерными или гребенчатыми структурами. При этом не удаётся избежать неравномерности тока в разных участках таких структур и, следовательно,

перегрева отдельных областей. Наибольшую опасность при этом представляет статический режим работы транзистора [4] при повышенных значениях напряжения на коллекторе.

В режиме работы с отсечкой выходного тока (особенно на высоких частотах) из-за инерционности от влияния реактивностей и меньшей неустойчивости токораспределения перегрев отдельных областей составных структур не так опасен. Это определило ограничение на применение мощных ВЧ транзисторов в статическом режиме, особенно на частотах ниже рекомендуемых. При перегреве структуры транзистора происходит значительное увеличение обратных токов и, следовательно, уменьшение пробивных напряжений на переходах.

Понятно желание разработчиков аппаратуры недоиспользовать транзисторы по частоте, так как в этом случае увеличивается КПД усилителя, обеспечивается больший коэффициент усиления мощности и меньше негативное влияние реактивностей самого транзистора. Но не стоит забывать об увеличении при этом мгновенных значений переменного напряжения на коллекторе, то есть росте пикфактора:

$$p = \frac{U}{E_{ко}}, \quad (6)$$

где $E_{ко}$ – напряжение коллекторного питания, U – максимальное мгновенное значение напряжения между коллектором и общей шиной каскада.

С ростом пикфактора увеличивается возможность пробоя коллекторного перехода из-за превышения предельно допустимого напряжения для данного транзистора. На практике при работе в статическом режиме используют пониженное напряжение коллекторного питания (30-50%) и неполное использование транзистора по мощности. Транзистор желательно использовать только до 80% от рекомендуемой выходной мощности, поскольку она приводится в справочниках для случая работы каскада усиления и транзистора при комнатной температуре, а на практике температура работающих мощных транзисторов обычно выше.

У большинства современных мощных транзисторов предельно допустимое напряжение база-эмиттер не превышает обычно 3-5 В. Поэтому при использовании внешнего смещения (увеличивающего коэффициент формы коллекторного тока и КПД каскада) не следует выбирать его более 1 В, иначе возможен частичный пробой эмиттерного перехода, изменяющий входное сопротивление и ухудшающий энергетические характеристики каскада. В радиопередающих устройствах, особенно в диапазонах ВЧ и СВЧ, для защиты мощных генераторов при

авариях нагрузки часто используют ферритовые вентили и циркуляторы с балластной нагрузкой.

Одним из важных решений при построении усилителя мощности является выбор схемы включения активного элемента. Рассмотрим это на примере транзисторного каскада. Возможно три схемы включения активного элемента: с общим эмиттером, с общей базой, с общим коллектором. Коэффициент усиления по мощности P_M определяется произведением коэффициентов усиления по напряжению P_U и по току P_I :

$$P_M = P_U P_I. \quad (7)$$

Схема включения с общим коллектором (эмиттерный повторитель) не дает усиления по напряжению и усиливает лишь ток, но положительный эффект от этого теряется из-за больших потерь энергии на сопротивлении нагрузки эмиттера. Поэтому схема включения активного элемента с общим коллектором на практике в мощной технике не используется.

Схема включения активных элементов с общим эмиттером (анодом, истоком) явилась наиболее востребованной, так как при этом имеется усиление и по току, и по напряжению, поскольку выходной ток активного элемента много больше входного и выходное напряжение также превышает входное, а коэффициент усиления мощности определяется их произведением: $P_{Moэ} = P_U P_I$.

При включении транзисторов по схеме с общей базой (ОБ) коэффициент передачи по току близок к единице и $P_{Moэ} = P_U P_I$. Однако из-за шунтирования проходной емкости транзистора соединенной с корпусом базой улучшаются частотные свойства транзистора, как показано на рисунке 8, и снижается склонность к самовозбуждению.

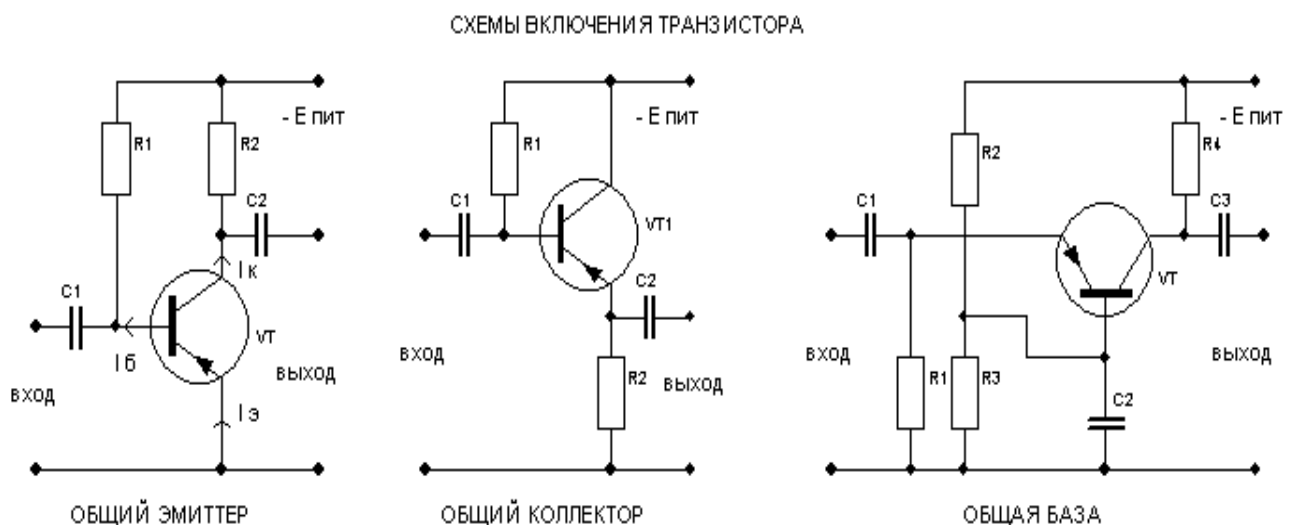


Рисунок 8 – Включение транзисторов по схеме с ОЭ, ОК и ОБ

Это свойство явилось основанием для широкого применения схемных решений с использованием ГВВ по схеме с общей базой на сверхвысоких частотах дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Режим включения транзисторов по схеме с общей базой (сеткой, затвором) для обеспечения высокого коэффициента усиления по мощности требует большей, чем в схеме с общим эмиттером (ОЭ) входной мощности сигнала. Поэтому режим удобен тогда, когда требуется усиливать сравнительно мощные сигналы.

Усилители в схемах мощных генераторов с внешним возбуждением на частотах ниже 300-500 МГц выполняют чаще всего по схемам с общим эмиттером, так как каскад имеет большее усиление, чем в схеме с общей базой и ему не требуется повышенная мощность для возбуждения. На более высоких частотах применяют схемы с общей базой, так как в схеме с ОЭ на индуктивности вывода эмиттера возникает напряжение отрицательной обратной связи и выигрыш в усилении по сравнению со схемами с ОБ пропадает. Каскады с общим эмиттером более склонны к возбуждению по сравнению с каскадами, построенными по схеме с ОБ.

Выходные цепи радиопередающей техники имеют стандартизованные сопротивления, на величину которых промышленность выпускает кабельную продукцию для фидерных линий, соединяющих передатчики с антенной, а ВЧ генераторы с их нагрузкой. Основные стандарты нагрузки радиопередающей техники 50 или 75 Ом (50 Ом для систем связи и передачи информации, а 75 Ом для телевизионной техники).

На входе и на выходе мощных усилительных каскадов устанавливают согласующие цепи, трансформирующие низкие входное и выходное сопротивления транзисторов и высокие у ламповой техники в стандартные сопротивления 50 Ом или 75 Ом, необходимые для подключения нагрузки и измерительных устройств при настройке и регулировке каскада [6].

У многих мощных транзисторов эмиттер соединен с встроенным в транзистор радиатором, а у некоторых с радиатором соединен базовый вывод, что также указывает на желательный выбор схемы усилительного модуля.

Каскады рассчитывают обычно для энергетически выгодного критического режима, что, как показывает практика, обеспечивает коэффициент полезного действия не ниже 50% при работе усилителя с полосой пропускания по частоте до половины октавы.

На примере ГВВ с полосой пропускания до половины октавы рассмотрим типовую схему транзисторного усилительного модуля с

внешним смещением и цепями согласования по входу и выходу, представленную на рисунке 9.

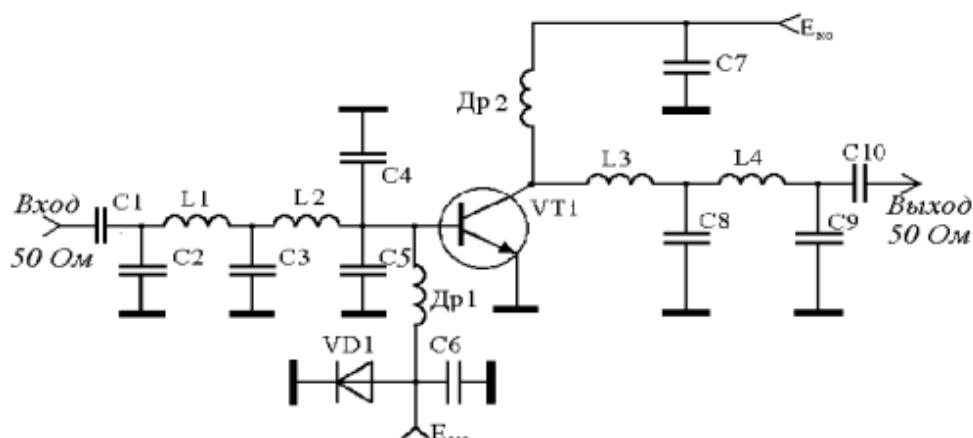


Рисунок 9 – Типовая схема усилителя мощности высокой частоты

На схеме для простоты не показаны цепи защиты транзистора от перегрузок. Конденсатор ближайшего к транзистору П-образного входного звена цепи согласования для конструктивного удобства разделен на две части $C4 = C5$ и учитывает входную емкость транзистора, а диод VD1 выполняет функции пассивной защиты входной цепи от перегрузок по постоянному напряжению, так как, открываясь, не позволяет положительному постоянному напряжению на базовом переходе превысить значение +1,0 В.

Количество звеньев в выходной цепи согласования (ЦС) определяется требуемой полосой согласования и степенью фильтрации гармоник сигнала и возможных побочных составляющих. Индуктивность L3 на величину индуктивности вывода коллектора меньше расчетной величины, т.к. учитывает индуктивность коллекторного вывода транзистора. Из-за потерь энергии в звеньях согласования для полосы частот менее половины октавы обычно количество звеньев в выходной цепи согласования выбирают не более трех.

Для мощных биполярных транзисторов, ввиду низких входных и выходных сопротивлений ГВВ, выбирают параллельную схему питания цепей коллектора и базы. Выбор величин индуктивностей, блокирующих переменную составляющую сигнала дросселей ДР1 и ДР2 требует особого внимания, так как при больших значениях индуктивностей возможны резонансы с емкостями C6 и C7 соответственно, что может приводить к паразитной автогенерации каскада на низких частотах. При малых величинах индуктивностей этих дросселей возрастают потери ВЧ мощности.

Необходимый компромисс достигается при выборе этих элементов по следующим правилам:

- сопротивление каждого блокирующего конденсатора C_6 , C_7 должно быть много (в 100 – 200 раз) меньше сопротивления ДР;
- сопротивления дросселей ДР1 и ДР2 должны быть больше (в 10–20 раз) сопротивлений ближайших к транзистору реактивных элементов со стороны базы и коллектора соответственно. Если нет необходимости в защите каскада путем адаптивного управления напряжением смещения, то выгодно работать с нулевым смещением, соединяя вход транзистора с корпусом через дроссель Др1, как показано на хорошо себя зарекомендовавших схемах, изображенных на рисунке 10.

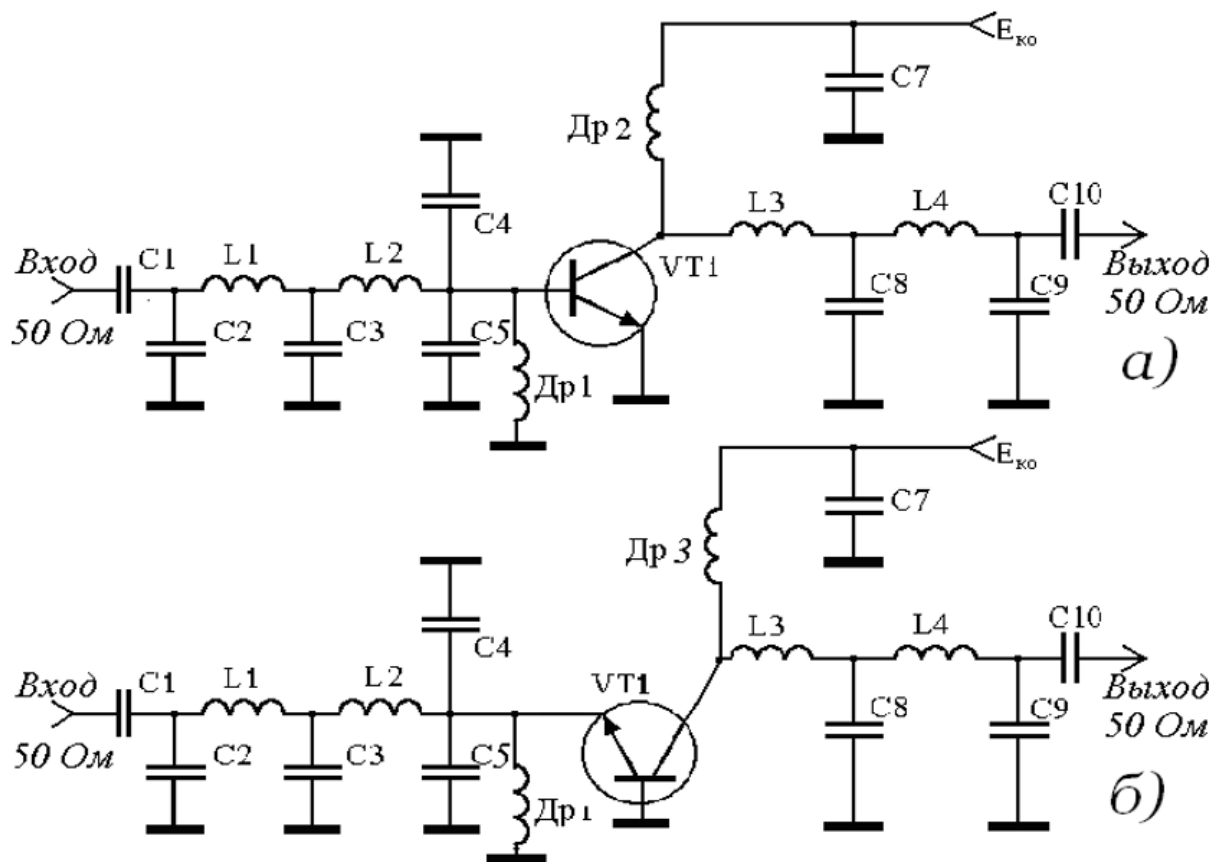


Рисунок 10 – Усилители с нулевым напряжением смещения в схеме:
а) с ОЭ и в схеме б) с ОБ

На СВЧ дроссели Др1, Др2, Др3 имеют сравнительно небольшие по величине индуктивности и обычно изготавливается по такой же технологии, что и индуктивности L_1 – L_4 цепей согласования.

В диапазоне СВЧ предпочтение отдается включению транзисторов по схеме с общей базой, показанной на рисунке 10, б. При таком включении транзистора требуется повышенная по сравнению со схемой с ОЭ

мощность возбуждения, но значительно уменьшается склонность каскада к самовозбуждению.

В цепи коллекторного питания рекомендуется дополнительно устанавливать стандартные высокочастотные фильтры (например, типа Б23А), ослабляющие сигналы высокой частоты в диапазоне частот до 1500 МГц на 35-50 дБ.

Следует также определиться с местом установки разделительных конденсаторов С1 и С10. Если их располагать ближе к транзистору, то через них необходимо будет пропускать значительно больший переменный ток, так как ближе к транзистору сопротивление входа и выхода мощного каскада существенно меньше 50 Ом, а мощность $P = I^2 R$. Большой ток потребует увеличения габаритов конденсаторов. При установке же разделительных конденсаторов так, как показано на рис 1.14, на индуктивностях L1–L4 будет присутствовать постоянная составляющая напряжения питания цепей базы и коллектора, что при малых величинах питающих транзистор напряжений совсем не опасно, зато ток через разделительные конденсаторы будет в несколько раз меньшим и габариты конденсатора будут приемлемыми.

Отметим, что перегрузки по току во входных цепях транзистора из-за кратковременного нахождения каскада в сильно перенапряженном режиме во время коммутаций обычно не опасны для транзисторов, входные цепи которых просто не успевают перегреться выше критической температуры. Опасны кратковременные перегрузки по напряжению, приводящие к электрическому пробое переходов. Поэтому мощную аппаратуру часто снабжают цепями автоматики, управляющими процедурами включения и выключения мощных каскадов усиления.

Для обеспечения оптимального режима работы нагрузку транзистора необходимо выбирать по нагрузочной характеристике ГВВ и обеспечивать включение в выходную цепь R_{HKP} . Однако сопротивление реального потребителя почти всегда не равно R_{HKP} и желательно также иметь на выходе каскада стандартное сопротивление (50 или 75 Ом), чтобы была возможность при настройке использовать типовые поглотители энергии и эквиваленты антенны, а также пользоваться измерительными приборами, имеющими стандартизованные входные сопротивления.

Чтобы трансформировать сопротивление 50 Ом (75 Ом) в требуемое сопротивление R_{HKP} между нагрузкой и активным элементом располагают трансформатор сопротивлений, получивший наименование цепи согласования (ЦС). Кроме трансформации сопротивлений, ЦС обеспечивает заданные частотные характеристики и фильтрует гармоники

сигнала, что при работе ГВВ с отсечкой просто необходимо.

Выполняя эти функции ЦС не должна сама потреблять энергию полезного сигнала, а значит реализовывать ее необходимо на реактивных элементах, не потребляющих энергию. Добротность этих элементов должна быть максимальной для наиболее полной передачи энергии сигнала в нагрузку.

Узкополосные цепи согласования. В качестве узкополосных трансформаторов сопротивлений часто используют звенья Г, П и реже Т типов, как показано на рисунке 11, соответственно. Звенья типа Т используют редко, поскольку они содержат две индуктивности, добротность которых из-за потерь на излучение значительно ниже добротности конденсаторов.

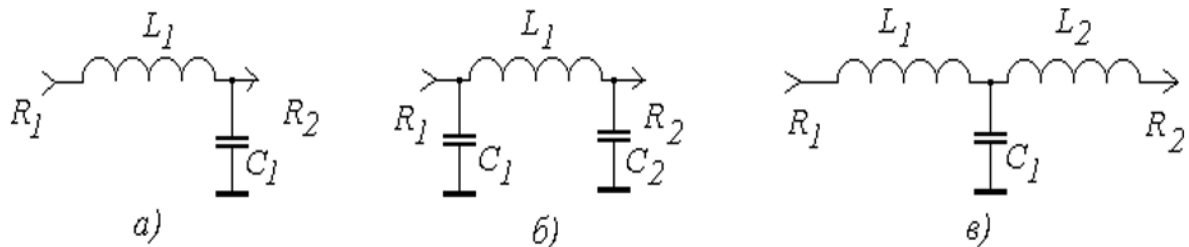


Рисунок 11 – Простейшие звенья цепей согласования:
Г-типа (а); П-типа (б) и Т-типа (в)

Коэффициент трансформации сопротивлений одного звена вида Г, П или Т может достигать величины $K_R = 100$, но в целях сохранения высоких фильтрующих способностей звена рекомендуется, чтобы коэффициент не превышал значение 10

При необходимости иметь большую трансформацию сопротивлений звенья включают последовательно, как показано на рисунке 1.17, выбирая для расчетов промежуточные значения сопротивления между ними, стараясь обеспечить равенство коэффициентов трансформации у всех первичных звеньев, входящих в ЦС.

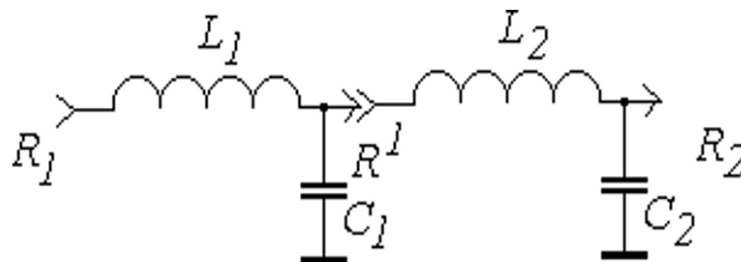


Рисунок 12 – Трансформатор сопротивлений в $K_R = K_{R1}K_{R2}$ раз.

При этом улучшаются фильтрующие свойства ЦС и увеличивается полоса пропускаемых частот. Особенно это важно для ЦС, стоящих в выходных цепях транзисторов, так как при работе с отсечкой фильтрация во входных цепях каскадов не требует высокого качества, а в выходных цепях каскадов к ней предъявляются повышенные требования.

При последовательном включении звеньев общий коэффициент фильтрации ЦС определится произведением коэффициентов фильтрации отдельных звеньев. Особенно важна фильтрация высших гармоник при работе мощных ГВВ на излучающие нагрузки, так как при неудовлетворенной фильтрации происходит засорение эфира на кратных частотах и создаются помехи другим радиосредствам, работающим в тех участках спектра.

Реально трехзвенные ЦС фильтруют высшие гармоники узкополосного сигнала на 30-35 дБ, а в полосе частот в половину октавы не выше, чем на 25 дБ. Поэтому на выходах излучающих генераторов сигналов (радиопередатчиков) включают специальные многозвенные фильтры гармоник.

Простейшие цепи рассчитываются на центральную частоту используемого диапазона сигналов f , и по мере удаления от нее качество трансформации сопротивлений, а значит и согласования, уменьшается. Полоса пропускания ЦС зависит от добротности ее звеньев. Без особых ухищрений в технологии изготовления индуктивностей достигается полоса пропускания трехзвенной ЦС по уровню 0,707 в половину октавы, то есть граничные частоты отстоят на 25% от центральной частоты f .

При построении многозвенных ЦС возникает вопрос, где выгоднее расположить разделительные конденсаторы, позволяющие отделить от нагрузки постоянную составляющую питания усилительного каскада. Из тех соображений, что конденсаторы легче реализовывать на повышенное напряжение, чем на большие реактивные токи, следует устанавливать разделительные конденсаторы в той части ЦС, где выше сопротивление. В этом случае габариты разделительной емкости будут меньше, чем при включении ее в точку с минимальным сопротивлением.

Расчет элементов простейших ЦС несложен. Например, для схемы, изображенной на рисунке 11, а при $R_1 > R_2$ расчетные формулы имеют вид:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}}, \quad L_1 = \frac{\sqrt{R_1(R_2 - R_1)}}{2\pi f}. \quad (8)$$

Для схемы, изображенной на рисунке 11, б и рисунке 11, в, при $R_1 > R_2$ расчетные выражения будут:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{R_1 R_2}}, \quad L_1 = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f}. \quad (9)$$

Следует отдельно обговорить необходимость использования узкополосных ЦС при работе транзистора с частотами $f \geq \frac{3f_{zp}}{h_{21\beta}}$, где f_{zp} – граничная частота транзистора, $h_{21\beta}$ – коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ.

При работе ГВВ в этом случае с ростом частоты начинает заметно снижаться коэффициент усиления каскада, как показано на рисунке 13 для тока I_{k1} .

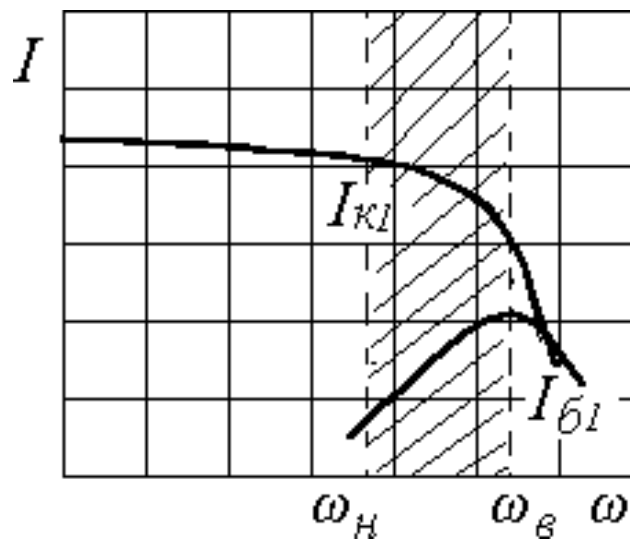


Рисунок 13 – Коррекция АЧХ усилительного каскада с помощью контура

Для коррекции этого свойства транзистора сигнал в базовую цепь можно подавать через последовательный резонансный контур, настроенный на верхнюю частоту рабочего диапазона $\omega_в$.

Это приведет к подъему амплитудно-частотной характеристики в верхней части необходимого диапазона по отношению к нижним частотам, хотя АЧХ в рабочем диапазоне будет при этом неравномерной. Такие ЦС, стабилизируют величину активного входного сопротивления транзистора в заданной области частот и нередко устанавливаются прямо в корпус транзистора при его изготовлении и в некоторых транзисторах имеются встроенные ЦС, стабилизирующие входное сопротивление транзистора до величины в 1 Ом на заданном участке спектра рабочих частот.

Необходимо отметить достоинство простых узкополосных ЦС, которое заключается в том, что они позволяют нейтрализовать некоторые реактивные параметры транзисторов. Например, подключение к

коллектору ЦС типа Г или Т позволяет, выбирая номинал L_1 ЦС меньшим на величину индуктивности вывода коллектора, исключить негативное влияние этой индуктивности на коэффициент усиления каскада. Аналогично П-образная ЦС дает возможность уменьшить негативное влияние входной емкости транзистора

Потери энергии в ЦС трудно [1.6] рассчитать, так как их величина во многом зависит от конструкторской реализации индуктивностей. Экспериментальные исследования, выполненные авторами, показали, что потери в трехзвенных цепях согласования при коэффициенте трансформации каждого звена $K_R < 10$ обычно не превышают 1-3% для ЦС с полосковыми индуктивностями и менее 10% для индуктивностей катушечного типа, но плавно возрастают при $K_R > 10$.

Частотные характеристики рабочего затухания широкополосного усилительного каскада представлены на рисунке 14 для разных методов согласования.

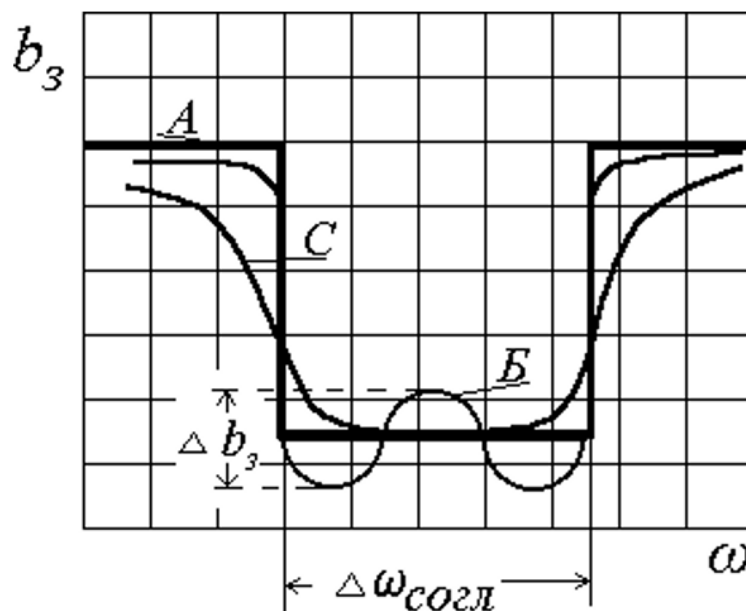


Рисунок 14 – Частотные характеристики рабочего затухания

Ломанная линия А характеризует идеальное согласование в заданной полосе частот. Кривая Б характеризует согласование с равномерно-колебательной характеристикой затухания в полосе частот согласования, и кривая С с максимально гладкой. При обеспечении согласования в полосе частот более октавы инженерам приходится чем-либо поступаться.

Если синтезируется ЦС с максимально гладкой характеристикой затухания в полосе рабочих частот, то переход к нерабочим частотам будет плавным и фильтрация побочных частот вблизи рабочего диапазона будет

ослаблена. Если же применить методы расчета ЦС, позволяющие установить резкий переход от рабочих частот к фильтруемым, то в пределах рабочей полосы будет наблюдаться неравномерность затухания

△ .

4 Задание на лабораторную работу

Задание 1. Исследуйте в программе для моделирования электрических и электронных схем Multisim транзисторный генератор с внешним возбуждением.

1.1 Соберите схему, представленную на рисунке 15.

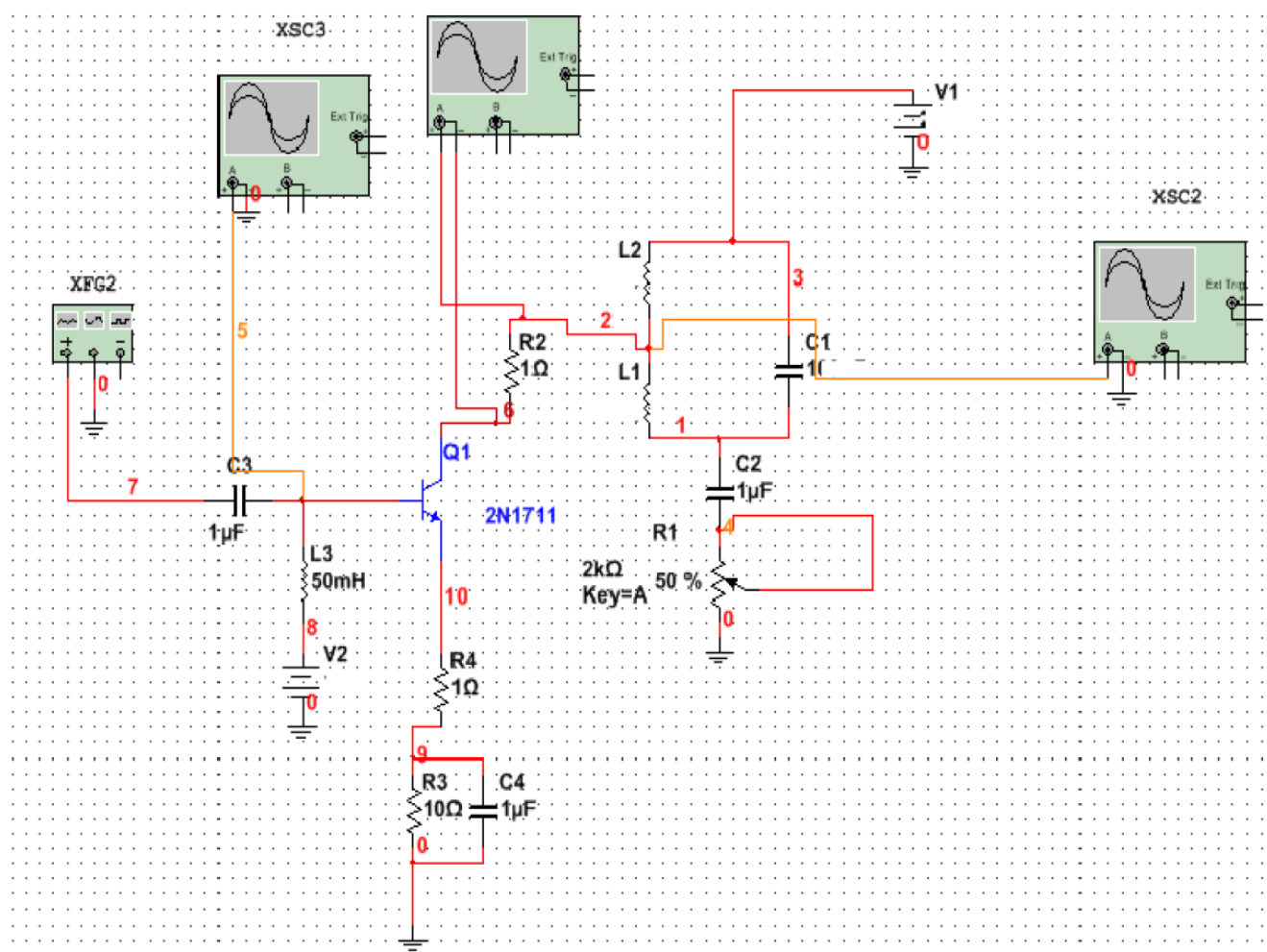


Рисунок 15 – Схема транзисторного ГВВ

1.2 Рассчитайте элементы $L1$, $L2$, $C1$ для заданной частоты генератора 4.8 кГц. Исходные данные, представлены в таблице 1. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 1 – Варианты исходных данных

<i>№ вар.</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
f_r , кГц	4,75	4,76	4,77	4,78	4,79	4,8	4,81	4,82	4,83	4,84
<i>№ вар.</i>	<i>11</i>	<i>12</i>	<i>13</i>	<i>14</i>	<i>15</i>	<i>16</i>	<i>17</i>	<i>18</i>	<i>19</i>	<i>20</i>
f_r , кГц	4,85	4,86	4,87	4,88	4,89	4,9	4,91	4,92	4,93	4,94
<i>№ вар.</i>	<i>21</i>	<i>22</i>	<i>23</i>	<i>24</i>	<i>25</i>	<i>26</i>	<i>27</i>	<i>28</i>	<i>29</i>	<i>30</i>
f_r , кГц	4,95	4,74	4,73	4,72	4,71	4,7	4,69	4,96	4,97	4,98

Резистор R1 установите в среднее положение.

1.3 Найдите параметры транзистора 2N1711, а именно:

- максимально допустимое напряжение коллектор-база ($U_{кб}$);
- максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер ($U_{эк}$);
- максимально допустимое напряжение эмиттер-база ($U_{эб}$);
- максимальный постоянный ток коллектора ($I_{ко}$);

На генераторе установите частоту в соответствии со своим вариантом с амплитудой 1 В.

1.4 Изучите влияние напряжения питания E_k на режим работы генератора с внешним возбуждением. Изучите критический режим работы ГВВ, для этого установите указанные ниже значения питающих напряжений и сопротивления нагрузки $E_c=1$ В, $E_k=14.75$ В, $U_b=1$ В, $R_n=2$ кОм (50%). Далее, варьируя значением E_k , получите недонапряженный режим работы и перенапряженный режим работы ГВВ. Снимите осциллограммы импульсов тока и отобразите их в отчете.

1.5 Изучите влияние напряжения смещения E_c на режим работы генератора с внешним возбуждением. Вернитесь в критический режим работы, т.е. значение $E_k=14.75$ В. Далее, варьируя значением E_c , получите недонапряженный режим работы и перенапряженный режим работы ГВВ. Снимите осциллограммы импульсов тока и отобразите их в отчете.

1.6 Изучите влияние напряжения возбуждения U_b на режим работы генератора с внешним возбуждением. Вернитесь в критический режим работы, т.е. значение $E_c=1$ В. Далее, варьируя значением U_b , получите недонапряженный режим работы и перенапряженный режим работы ГВВ. Снимите осциллограммы импульсов тока и отобразите их в отчете.

1.7 Изучите влияние сопротивления нагрузки R_n на режим работы генератора с внешним возбуждением. Вернитесь в критический режим работы, т.е. значение $U_b=1$ В. Далее, варьируя значением R_n , получите недонапряженный режим работы и перенапряженный режим работы ГВВ. Снимите осциллограммы импульсов тока и отобразите их в отчете.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению лабораторной работы

Отчёт набирается на компьютере в формате .doc или .rtf и печатается на одной стороне листа белой бумаги формата А4 (210×297).

Размеры полей:

- верхнее поле – 2 см;
- нижнее поле – 2 см;
- левое поле – 3 см;
- правое поле – 1,5 см;
- переплет – 0 см.

Выравнивание текста – по ширине. Шрифт – Times New Roman. Цвет шрифта – чёрный, размер шрифта – 14. Текст работы печатается с абзацного отступа 1,25 см. Междустрочный интервал – 1,5. Дополнительные отступы до и после абзацев не применяются.

Несложные формулы должны быть набраны с использованием команды «Вставка→Символ». Сложные формулы должны быть набраны в редакторе MathType любой версии.

Отчёт по выполнению лабораторной работы должен содержать:

- название предмета, номер и название лабораторной работы;
- фамилию и инициалы автора, номер группы;
- фамилию и инициалы преподавателя;
- цель работы;
- перечень используемого оборудования;
- последовательность действий при проведении исследований, результаты выполнения теоретических расчетов и компьютерного моделирования;
- вывод о проделанной работе;
- ответы на контрольные вопросы;
- дату выполнения и личную подпись.

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц (графиков). Каждая таблица и каждый график должны иметь свой заголовок и исходные данные эксперимента.

При выполнении численных расчетов надо записать формулу определяемой величины, сделать соответственную численную подстановку и произвести вычисления.

6 Контрольные вопросы и задания

1. Что такое угол отсечки θ и коэффициенты разложения косинусоидального импульса тока a_0 и a_1 , их физический смысл? Как зависит a_1 от угла отсечки?
2. Какого рода колебания применяются в мощных транзисторных генераторах, какие углы отсечки рекомендуется при этом использовать?
3. Дайте понятие о недонапряженном, критическом и перенапряженном режимах работы генератора. Как определяется коэффициент использования коллекторного напряжения ξ ?
4. Как влияет постоянное напряжение на коллекторе E_k на режим работы генератора и форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов?
5. Как влияет напряжение смещения E_b на режим работы генератора и форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов?
6. Как влияет напряжение возбуждения U_b на режим работы генератора и форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов?
7. Как влияет сопротивление нагрузки R_n на режим работы генератора и форму импульсов эмиттерного, коллекторного и базового токов?
8. Сравнить величины нагрузочных сопротивлений транзисторного и лампового генератора.
9. Дать определение и объяснить физическую сущность граничных частот транзистора.

7 Шкала оценивания выполненной лабораторной работы

12 баллов (или оценка «отлично») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **85% и более**.

9-11 баллов (или оценка «хорошо») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **70-84%**.

6-8 баллов (или оценка «удовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена правильно, и доля правильных ответов на «защите» составила **50-69%**.

0-5 баллов (или оценка «неудовлетворительно») выставляется обучающемуся, если работа выполнена не полностью или доля правильных ответов на «защите» составила **менее 50%**.

Приложение А**Пример оформления отчёта по выполнению лабораторной работы
МИНОБРНАУКИ РОССИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное

учреждение высшего образования

«Юго-Западный государственный университет»

(ЮЗГУ)

Кафедра информационной безопасности

(ИБ)

Отчёт по выполнению лабораторной работы №1

по дисциплине «Радиопередающие и радиоприёмные устройства»

на тему «Исследование входных цепей радиоприёмных устройств»

Выполнил:

студент группы ИТ-21з

Иванов И.И.

« ____ » _____ 2026

(подпись)

Проверил:

ст. преподаватель кафедры ИБ

Коптев Д.С.

« ____ » _____ 2026

(подпись)

1 Цель работы

– изучение...

2 Используемое материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения лабораторной работы использовалось следующее материально-техническое оборудование:

– персональный компьютер с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651);

–

3 Последовательность выполнения лабораторной работы и полученные результаты исследований

3.1 Исследование входной цепи радиоприёмного устройства с емкостной связью

.....

3.2 Исследование входной цепи радиоприёмного устройства с трансформаторной связью

.....

4 Вывод о проделанной работе

В ходе выполнения лабораторной работы изучил (проанализировал/выполнил/провёл исследование...) ...

Получены следующие результаты....

5 Ответы на контрольные вопросы

Вопрос №1. Для чего используются входные цепи в устройствах приёма и обработки сигналов?

Ответ:

Вопрос №2. Перечислите основные параметры и характеристики входных цепей.

Ответ: