

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна

Должность: проректор по учебной работе

Дата подписания: 09.07.2026 09:48:16

Уникальный программный ключ:

0b817ca911e6668abb13a5d426d39e5f1c11e20bf5e9745d4a4851fda56d089

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

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

Кафедра информационной безопасности



ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Методические указания
по выполнению практических работ
по дисциплине «Теоретические основы радиотехники»
для студентов, обучающихся по направлению подготовки
11.03.03 Конструирование и технология электронных средств

Курск 2026

УДК 621.396

Составитель: Д.С. Коптев

Рецензент:

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

Теоретические основы радиотехники: методические указания по выполнению практических работ по дисциплине «Теоретические основы радиотехники» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост.: Д.С. Коптев. – Курск, 2026. – 215 с.

Методические указания по выполнению практических работ содержат все необходимые теоретические сведения для изучения теоретических основ радиотехники, перечень практических заданий, требования к оформлению отчёта по выполнению практических работ и списки контрольных вопросов для самопроверки изучаемого материала.

Методические указания соответствуют учебному плану по направлению подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств, а также рабочей программе дисциплины «Теоретические основы радиотехники».

Предназначены для студентов, обучающихся по направлению подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств, очной формы обучения.

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать 31.07.2026. Формат 60х84/16.
Усл. печ. л. 12,5. Уч.-изд. л. 11,32. Тираж 100 экз. Заказ 587. Бесплатно
Юго-Западный государственный университет.
305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
Инструкция по технике безопасности при проведении практических работ в компьютерных классах	6
Практическая работа №1	
ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	9
Практическая работа №2	
РАДИОСИГНАЛЫ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	39
Практическая работа №3	
РАДИОСИГНАЛЫ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	66
Практическая работа №4	
ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ПО РАДИО- КАНАЛУ.....	86
Практическая работа №5	
ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЁМНОМ УСТРОЙСТВЕ.....	104
Практическая работа №6	
ИЗУЧЕНИЕ ПРИНЦИПОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ РА- ДИОЧАСТОТЫ.....	127
Практическая работа №7	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ РАДИОСИГНАЛОВ.....	167
Практическая работа №5	
ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛОВ...	200
Приложение А	
Пример оформления отчёта по выполнению практической работы.....	213

Введение

Целью освоения дисциплины «Теоретические основы радиотехники» является базовая подготовка будущих специалистов в области радиотехники, а также формирование системы фундаментальных понятий, идей и методов в области радиотехнических цепей и сигналов, объединяющих физические представления с математическими моделями основных классов сигналов и устройств для их обработки.

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

- способен применять методы поиска, хранения, обработки, анализа и представления в требуемом формате информации из различных источников и баз данных, соблюдая при этом основные требования информационной безопасности (ОПК-3).

Планируемые результаты обучения по дисциплине «Теоретические основы радиотехники», соотнесенные с индикаторами достижения **компетенции ОПК-3**:

Знает:

- основные понятия, связанные с математическим описанием радиосигналов и анализом их свойств, характеристик и параметров;
- современные виды радиосигналов, обеспечивающие основные характеристики защищенных телекоммуникационных систем;
- основы структурного, корреляционного анализа сигналов, представление сигналов в частотной и временной областях;
- особенности передачи радиосигналов по каналам и трактам телекоммуникационных систем;
- динамическое представление сигналов в форме интегралов Дюамеля;
- обобщенную структуру анализатора спектра;
- соотношение неопределенностей в теории сигналов, определение огибающей, полной фазы, мгновенной и несущей частоты сигнала;
- спектры сигналов с амплитудной и угловой гармонической модуляцией при различной глубине и индексах модуляции;
- основные характеристики случайных величин и случайных процессов в рамках корреляционной теории, соотношения Винера-Хинчина, определение квазичастоты;

- элементную базу, основные структуры, схемотехнику и методы расчета устройств передачи, приема и обработки радиосигналов;
- особенности распространения радиоволн различных диапазонов;
- методы обеспечения информационной безопасности в инфокоммуникациях.

Умеет:

- составлять математические модели детерминированных и случайных сигналов во временной и частотной области;
- находить основные спектральные и энергетические характеристики сигналов;
- применять основные методы анализа сигналов при их преобразовании в радиоэлектронной аппаратуре;
- выделять информационную составляющую в спектральной области сигнала;
- использовать современную измерительную аппаратуру для определения характеристик и параметров сигналов;
- использовать векторное представление для характеристик свойств сигналов;
- осуществлять разложение сигналов в ряд Фурье по ортогональным функциям;
- представлять одиночные сигналы интегралом Фурье;
- рассчитывать функцию автокорреляции одиночных сигналов и знать ее свойства, пользоваться понятием комплексной огибающей;
- использовать метод стационарной фазы для расчета амплитудных спектров сложных сигналов;
- пользоваться свойством эргодичности, сформулировать понятие отношения сигнал/шум в задаче обнаружения;
- формулировать условие физической реализуемости согласованного фильтра;
- рассчитать частотную характеристику преобразователя частоты, основной и зеркальный каналы;
- определять и обосновывать целесообразность использования методов обработки информации для решения задач обеспечения информационной безопасности радиотехнической системы;
- выбирать наиболее приемлемый алгоритм обработки информации и реализующие его схемы с целью обеспечения информационной безопасности;

– применять методы и средства обеспечения информационной безопасности в инфокоммуникациях.

Владеет:

- навыками использования средств компьютерного анализа параметров и характеристик сигналов;
- навыками использования средств измерения и визуализации для анализа параметров и характеристик сигналов в каналах и трактах передачи информации;
- методами подбора характеристик и параметров сигналов для обеспечения улучшенных характеристик и свойств защищенных телекоммуникационных систем;
- экспериментальными навыками анализа сигналов в узлах радиоэлектронной аппаратуры с применением измерительных средств;
- навыками построения и анализа вероятностных моделей простых и сложных сигналов, телекоммуникационных устройств и систем в целом;
- навыками разработки наиболее приемлемых алгоритмов обработки информации и реализующих их схем с целью обеспечения информационной безопасности радиотехнической системы;
- навыками обеспечения информационной безопасности в радиотехнике.

На выполнение практических работ по дисциплине «Теоретические основы радиотехники» в соответствии с учебным планом направления подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств отводится 36 часов.

Инструкция по технике безопасности при проведении практических 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 практических работ, ПРО-ВЕРЬТЕ 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 свыше 42 В опасен для жизни человека.
2. Практические 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.

Практическая работа №1

ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

1 Цель работы

– овладение практическими навыками применения основных принципов спектрального анализа периодических сигналов с использованием программы для моделирования электрических и электронных схем Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической 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

3.1 Общие сведения о периодических сигналах

Сигналом называется процесс изменения во времени физического состояния какого-либо объекта, служащий для отображения, регистрации и передачи информации. Математической моделью сигнала может быть функция времени, например $s(t)$.

Типичными для радиотехники сигналами являются напряжение $u(t)$ и ток $i(t)$. Если математическая модель сигнала позволяет предсказать его точное значение в любой момент времени, такой сигнал называется **детерминированным**.

Периодическим называется любой сигнал, для которого выполняется условие $s(t) = s(t + kT)$, где период T является конечным отрезком, а k – любое целое число. Простейшие периодические сигналы основаны на функциях косинуса или синуса.

$$s_1(t) = a \cos(\omega t), \quad s_2(t) = b \sin(\omega t). \quad (1)$$

где ω – круговая частота, $\omega = 2\pi f$; $f = 1 / T$.

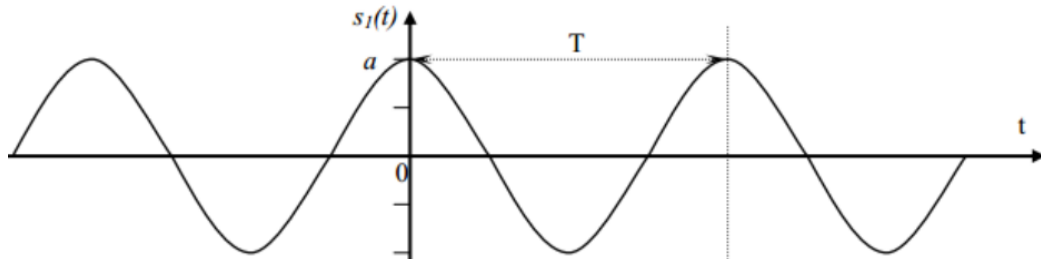


Рисунок 1 – Периодический сигнал $s_1(t) = a \cos(\omega t)$

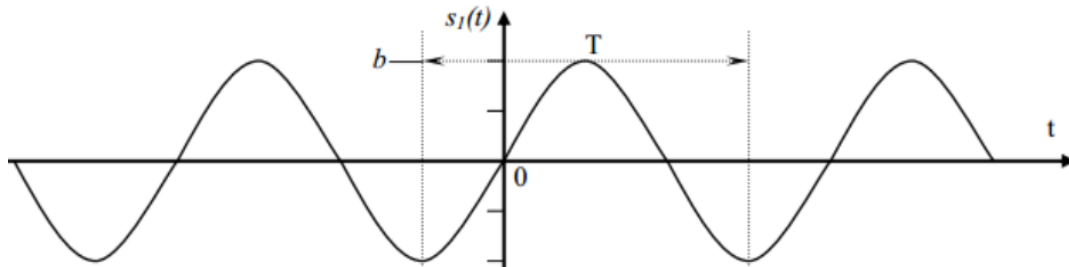


Рисунок 2 – Периодический сигнал $s_2(t) = b \sin(\omega t)$

Одно из простейших гармонических колебаний – это сумма колебаний синуса и косинуса. В данном случае частота одинакова для обоих слагаемых (рисунок 3).

$$s(t) = a \cos(\omega t) + b \sin(\omega t).$$

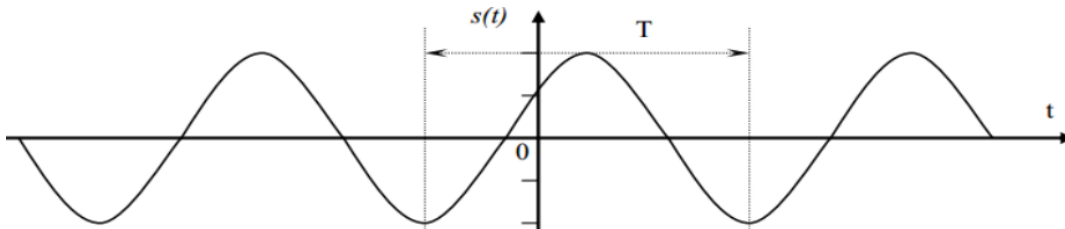


Рисунок 3 – Гармоническое колебание $s(t) = a \cos(\omega t) + b \sin(\omega t)$.

На рисунке 4 показан результат сложения двух сигналов: $f_1 = 600 \text{ Гц}$, $f_2 = 1000 \text{ Гц}$. Сдвиг между фазами $\varphi = 45^\circ$, одно деление равно 1 мс.

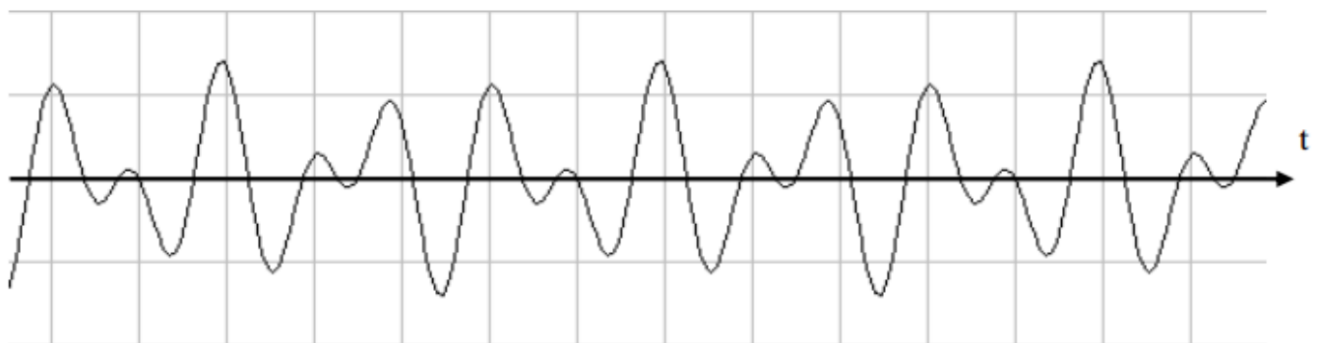


Рисунок 4 – Результат сложения двух сигналов: $f_1 = 600 \text{ Гц}$, $f_2 = 1000 \text{ Гц}$

Рассмотрим вещественный периодический сигнал $s(t)$ с периодом T .

Энергия сигнала вычисляется, на отрезке времени $[t_1, t_2]$, следующим

образом:
$$E_s(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt.$$

3.2 Разложение периодических сигналов в ряд Фурье

В *спектральном анализе* показано, что периодический сигнал с ограниченной энергией за период T может быть представлен в виде **ряда Фурье**:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) \quad (3)$$

с коэффициентами:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(n\omega_1 t) dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(n\omega_1 t) dt, \quad (4)$$

где $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ — частота первой (основной) гармоники.

Если сигнал описывается **чётной функцией времени** ($s(t) = s(-t)$), то тогда все коэффициенты b_n равны нулю и можно записать, что

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t). \quad (5)$$

Если сигнал описывается **нечётной функцией времени** ($s(t) = -s(-t)$), то тогда все коэффициенты a_n равны нулю и можно записать, что:

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_1 t. \quad (6)$$

Некоторое неудобство синусно – косинусной формы ряда Фурье состоит в том, что для каждого значения индекса суммирования n (то есть для каждой гармоники с частотой $n\omega_1$) в формуле фигурируют два слагаемых – синус и косинус.

Воспользовавшись формулами тригонометрических преобразований, сумму этих двух слагаемых можно трансформировать в косинус той же частоты с иной амплитудой и некоторой начальной фазой:

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (7)$$

где A_n , φ_n — амплитуда и фаза n -й гармоники: $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\varphi_n = -\arctg \frac{b_n}{a_n}$.

Формулы для нахождения a_n и b_n остаются такими же:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(n \omega_1 t) dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(n \omega_1 t) dt.$$

Это представление называют **спектральным**, или **частотным**, представлением сигнала. **Спектральное представление сигнала** – это постоянная составляющая $a_0 / 2$ и бесконечное число гармонических составляющих (гармонических сигналов). Число n определяет порядковый номер гармоники. Каждая гармоника характеризуется амплитудой a_n , частотой $n\omega_1$ и начальной фазой φ_n . Гармоника, соответствующая $n=1$ – первая (основная) гармоника. Она имеет частоту, равную частоте сигнала.

Совокупность всех амплитуд гармоник A_n определяет **амплитудный спектр сигнала**, а совокупность всех начальных фаз φ_n называется **фазовым спектром сигнала** (рисунок 5).

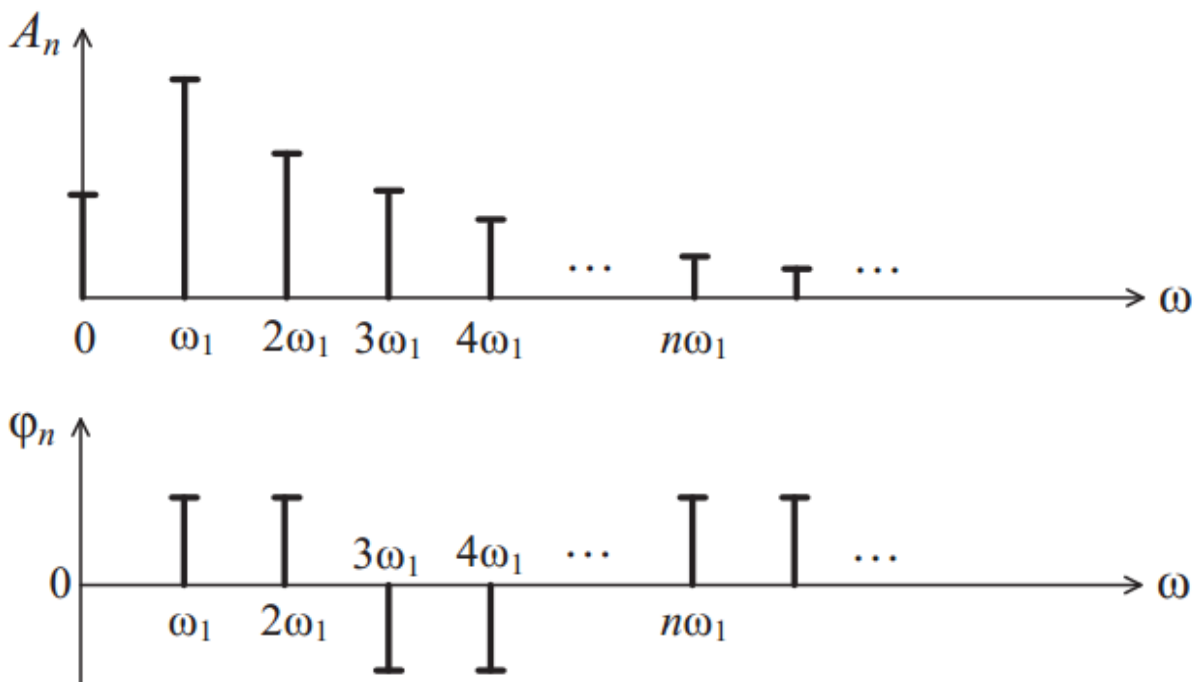


Рисунок 5 – Амплитудный и фазовый спектр периодического сигнала

Особый интерес представляет амплитудная диаграмма, которая позволяет судить о процентном содержании тех или иных гармоник в спектре периодического сигнала.

Графический спектр состоит из отдельных линий, и поэтому он называется **линейчатым**. **Расстояние между гармониками равно основной**

частоте (часто бывает так, что какая – либо гармоника равна нулю, и кажется, что расстояние между гармониками разное). На самом деле, это не так и гармонику, равную нулю, тоже необходимо считать.

Спектр периодического сигнала называют также дискретным, поскольку гармоники определены на дискретных частотах $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$

Теоретически ряд Фурье содержит бесконечное количество слагаемых, поэтому **теоретически ширина спектра бесконечна**. Поэтому для таких сигналов вводится понятие **практической ширины спектра**. Если полоса пропускания какого-либо устройства недостаточно широка, чтобы пропустить все гармоники, существенно влияющие на форму сигнала, то сигнал на выходе этого устройства исказится.

Ширина полосы пропускания устройства не должна быть уже ширины спектра сигнала. Существуют несколько критериев для определения практической ширины спектра сигнала.

1. **Мощностной критерий.** Можно отбрасывать все гармоники с амплитудами меньшими 1 % максимальной амплитуды в спектре. Тогда частота гармоник и определит ширину спектра сигнала $\Delta\omega_c$.

$$\Delta\omega_c = \omega_{\text{ВЕРХ}} - \omega_{\text{НИЖН}}.$$

2. **Энергетический критерий.** Можно отбрасывать те гармоники, суммарная мощность которых меньше 10 % общей мощности сигнала. В этом случае ширину спектра также определяют оставшиеся в сигнале гармоники.

Однако независимо от критерия, по которому определяют ширину спектра сигнала, можно выделить закономерности, общие для всех сигналов:

- чем круче фронт сигнала;
- чем короче импульсы;
- чем больше пауза между импульсами, тем шире спектр сигнала, т.е. тем медленнее убывают амплитуды гармоник с ростом их номера.

В математическом анализе доказано, что преобразование Фурье существует, если функция $s(t)$ удовлетворяют условию Дирихле и условию абсолютной интегрируемости: $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty$. Энергия сигнала:

$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt < \infty$ должна быть ограничена. **В реальности все сигналы ограничены, т.е. имеют конечную энергию.**

3.3 Спектр последовательности прямоугольных импульсов

Первым рассматриваемым сигналом будет последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой A , длительностью τ и периодом повторения T . Начало отсчёта времени примем расположенным в середине импульса (рисунок 6).

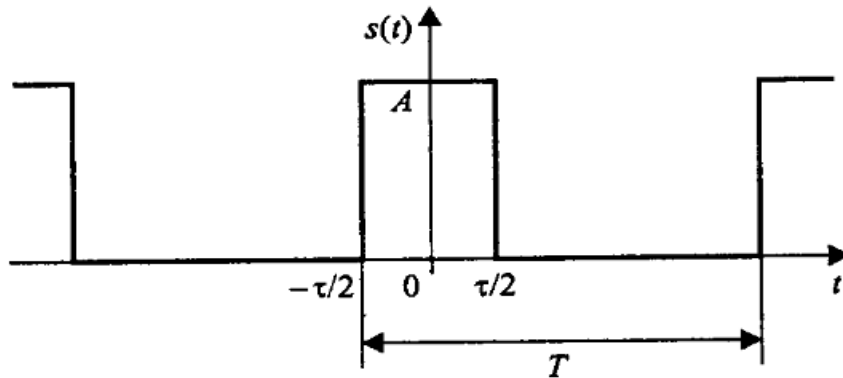


Рисунок 6 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Данный сигнал является чётной функцией, поэтому для его представления удобнее использовать синусно – косинусную форму ряда Фурье – в ней будут присутствовать только косинусные слагаемые a_n , равные:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{T} t\right) dt = \frac{2A}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n \tau}{T}\right). \quad (8)$$

Внимательно рассматривая полученную формулу, можно заметить, что длительность импульсов и период их следования входят в нее не обособленно, а исключительно в виде отношения. Этот параметр – отношение периода к длительности импульсов – называют **скважностью** последовательности импульсов и обозначают буквой q :

$$q = T / \tau. \quad (9)$$

Введем этот параметр в полученную формулу для коэффициентов ряда Фурье, а затем приведём формулу к виду $\sin(x)/x$:

$$a_n = \frac{2A}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n}{q}\right) = \frac{2A}{q} \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{q}\right)}{\frac{\pi n}{q}}. \quad (10)$$

При такой форме записи становится хорошо видно, чему равно значение постоянного слагаемого ряда: поскольку при $x \rightarrow 0$ $\sin(x)/x \rightarrow 1$, то

$$a_0 / 2 = A / q = A \cdot \tau / T \quad (11)$$

Теперь можно записать и само представление последовательности прямоугольных импульсов в виде ряда Фурье:

$$s(t) = \frac{A}{q} + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \frac{2A}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n}{q}\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{T} t\right)$$

Амплитуды гармонических слагаемых ряда зависят от номера гармоники по закону $\sin(x)/x$ (рисунок 7).

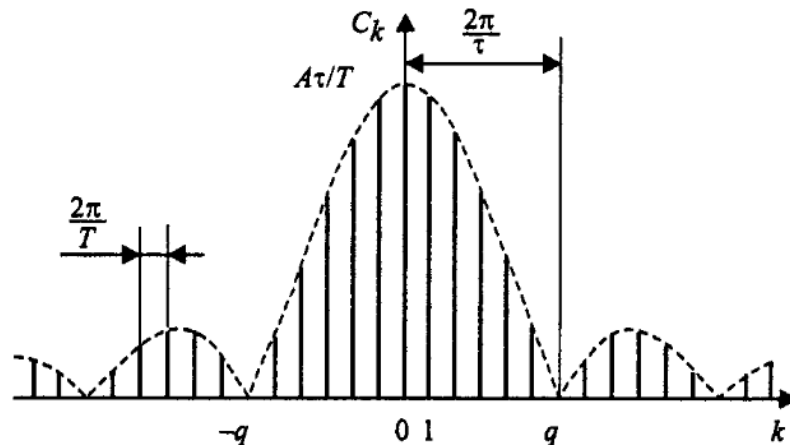


Рисунок 7 – Коэффициенты ряда Фурье для последовательности прямоугольных импульсов

График функции $\sin(x)/x$ имеет лепестковый характер. Говоря о ширине этих лепестков, следует подчеркнуть, что для графиков дискретных спектров периодических сигналов возможны два варианта градуировки горизонтальной оси – в номерах гармоник и в частотах. На рисунке 7 градуировка оси соответствует номерам гармоник, а частотные параметры спектра нанесены на график с помощью размерных линий.

Ширина лепестков, измеренная в количестве гармоник, равна скважности последовательности (при $n = kq$ имеем $\sin(\pi k / q) = 0$, если $k \neq 0$). Отсюда следует **важное свойство спектра последовательности прямоугольных импульсов – в нём отсутствуют** (имеют нулевые амплитуды) **гармоники с номерами, кратными скважности**.

Расстояние по частоте между соседними гармониками равно частоте следования импульсов – $1/T$. Ширина лепесткового спектра, измеренная в единицах частоты $1/\tau$, то есть обратна пропорциональна длительности импульсов. Это значит, что, чем протяженнее сигнал во времени, тем уже его спектр, и наоборот, чем короче сигнал, тем шире его спектр.

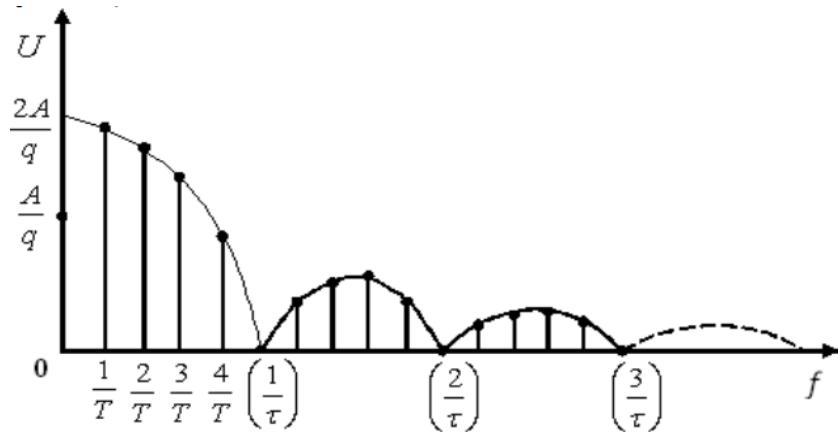


Рисунок 8 – Амплитудный спектр последовательности прямоугольных импульсов

Максимумы лепестков этого спектра находятся в пропорции $1, 2/3\pi, 2/5\pi, 2/7\pi$ и т.д. Таким образом, максимум 2-го лепестка составляет 21% от первого, максимум 3-го лепестка – 13%, 4-го – 9% и т.д.

Пусть входной сигнал $s(t)$ представляет собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов амплитуды $A=2$, следующих с периодом $T=4$ секунды и различной скважностью $q=5, 2$ и $1,25$. На рисунке 9 показаны временные осциллограммы указанных сигналов, их амплитудные спектры $|S(\omega_n)|$ (синим цветом), а также непрерывные огибающие $S(\omega)$ спектров (красным цветом).

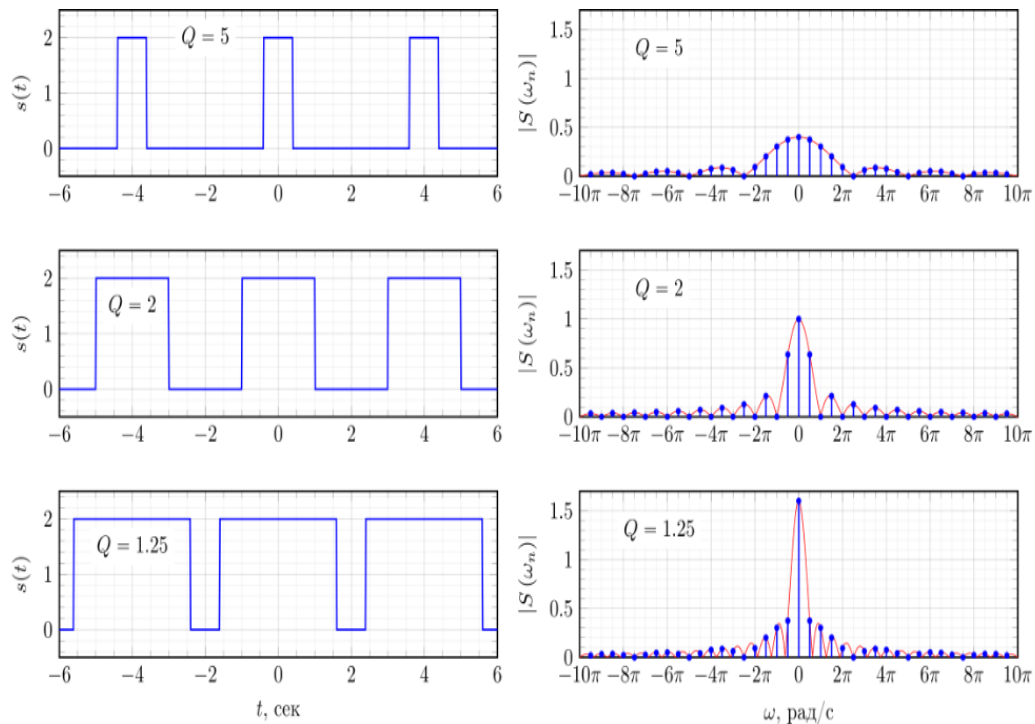


Рисунок 9 – Спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов при различном значении скважности

Как можно видеть из рисунка 9, при увеличении скважности сигнала, длительность импульсов $s(t)$ уменьшается, огибающая спектра $S(\omega)$ расширяется и уменьшается по амплитуде (красная кривая). В результате, в пределах главного лепестка увеличивается количество гармоник спектра $|S(\omega_n)|$, показанных синим цветом.

Выше рассмотрен спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов для случая, когда исходный сигнал $s(t)$ являлся симметричным относительно $t = 0$. В результате спектр такого сигнала $S(\omega_n)$ является вещественным. Теперь рассмотрим, что произойдет со спектром сигнала $s_{sh}(t)$ если сместить сигнал $s(t)$ во времени так, как это показано на рисунке 10.

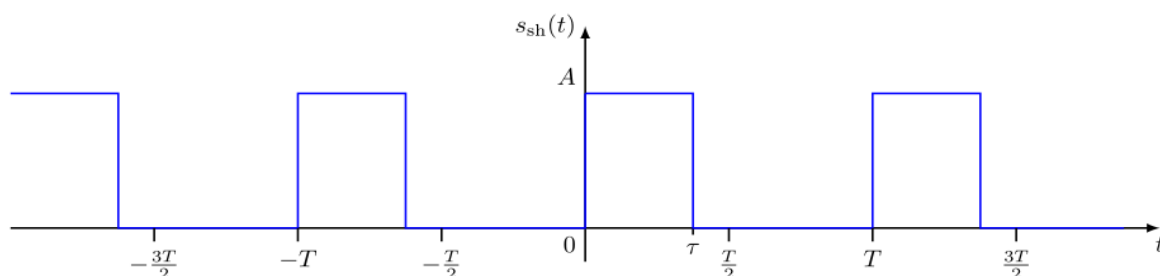


Рисунок 10 – Смещённая во времени периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Смещенный сигнал $s_{sh}(t)$ можно представить как сигнал $s(t)$, задержанный на половину длительности импульса $s_{sh}(t) = s\left(t - \frac{\tau}{2}\right)$. Спектр $S_{sh}(\omega_n)$ смещенного сигнала $s_{sh}(t)$ можно представить согласно свойству циклического временного сдвига как:

$$S_{sh}(\omega_n) = S(\omega_n) \exp\left(-j\omega_n \frac{\tau}{2}\right) = A \frac{\sin\left(\omega_n \frac{\tau}{2}\right)}{\omega_n \frac{\tau}{2}} \exp\left(-j\omega_n \frac{\tau}{2}\right), \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (12)$$

Таким образом, спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов, смещенной относительно нуля, не является чисто вещественной функцией, а приобретает дополнительный фазовый множитель $\exp\left(-j\omega_n \frac{\tau}{2}\right)$.

Амплитудный $|S_{sh}(\omega_n)|$ и фазовый $\Phi_{sh}(\omega)$ спектры показаны на рисунке 11.

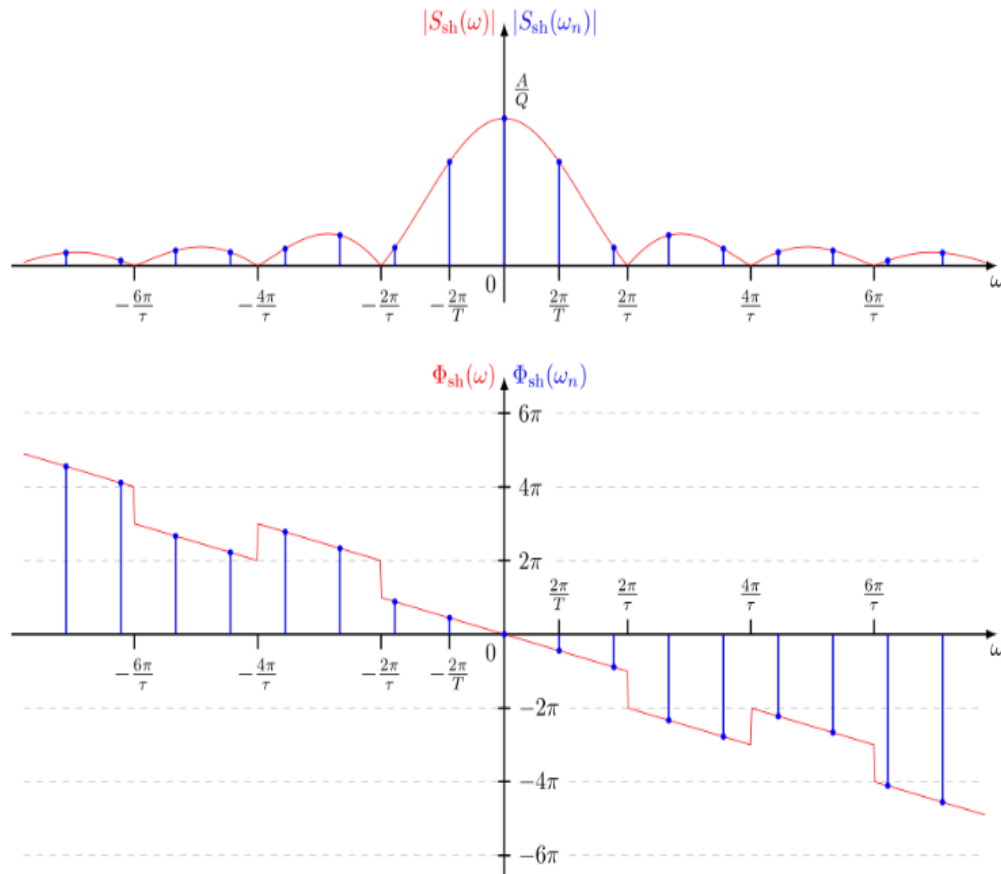


Рисунок 11 – Амплитудный и фазовый спектры смещенной во времени периодической последовательности прямоугольных импульсов

Из рисунка 11 следует, что сдвиг периодического сигнала во времени не изменяет амплитудный спектр сигнала, но добавляет линейную составляющую к фазовому спектру сигнала.

3.4 Спектр одиночного прямоугольного импульса

Для того чтобы применить данные о периодическом сигнале к одиночному импульсу представим, что этот импульс повторяется с некоторым периодом T и устремим этот период к бесконечности. Расстояние между соседними гармониками в спектре периодического сигнала равно $1/T$. Следовательно, для T стремящегося к бесконечности расстояние между гармониками стремится к нулю, т. е. они сливаются. Амплитуды этих гармоник, стремятся к нулю, т.к. интеграл берется только в пределах существования импульса (вне импульса $s(t) = 0$).

Итак, отдельных гармоник в спектре одиночного импульса не будет. Этот спектр является сплошным (в него входят все частоты).

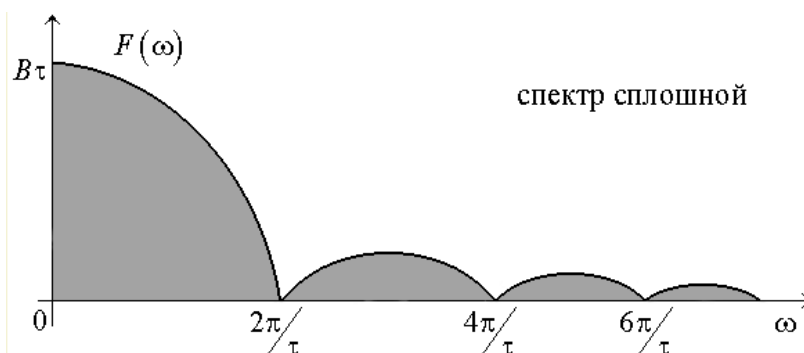


Рисунок 12 – Спектр одиночного прямоугольного импульса

Очевидно, нулевые амплитуды гармоник не могут использоваться для описания спектра. Для характеристики одиночных импульсов вводят новую характеристику: спектральную плотность $S(f)$. Под спектральной плотностью понимают предел отношения амплитуды гармоник к расстоянию между соседними при T стремящемся к бесконечности.

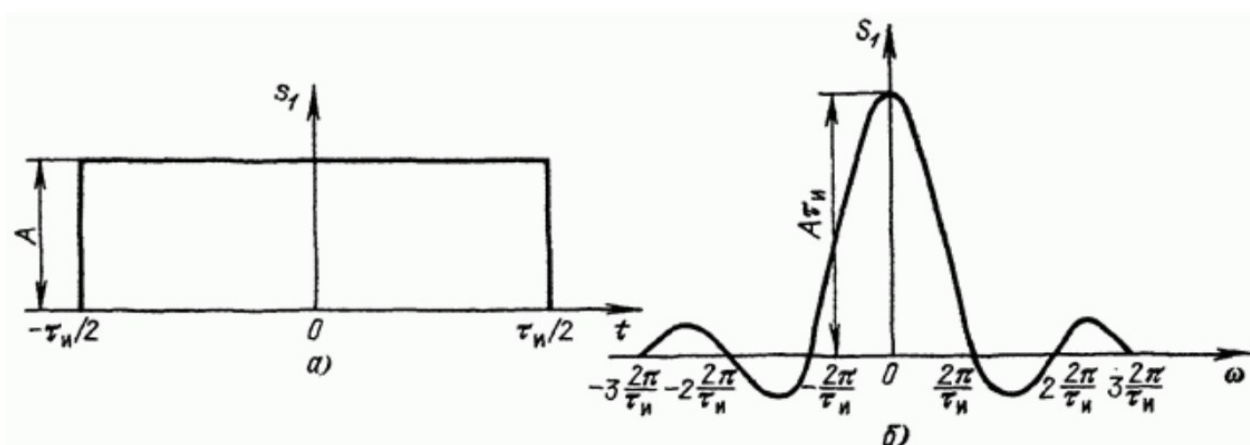


Рисунок 13 – Прямоугольный импульс (а) и его спектральная плотность (б)

Одиночный прямоугольный импульс описывается выражением:

$$s_1(t) = \begin{cases} A & \text{при } -\tau_u/2 \leq t \leq \tau_u/2 \\ 0 & \text{при } t < -\tau_u/2 \text{ и } t > \tau_u/2 \end{cases} \quad (13)$$

Отсюда спектральная плотность будет равна:

$$S_1(\omega) = A \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} e^{-i\omega t} dt = \frac{A}{-i\omega} \left(e^{-i\omega_n \frac{\tau_u}{2}} - e^{i\omega_n \frac{\tau_u}{2}} \right) = \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega \tau_u}{2} = A\tau_u \frac{\sin\left(\omega \frac{\tau_u}{2}\right)}{\omega \frac{\tau_u}{2}}. \quad (14)$$

Заметим, что произведение $A\tau_u$, равное площади импульса, определяет значение спектральной плотности импульса при $\omega = 0$, т.е. $S_1(0) = A\tau_u$.

При удлинении (растягивании) импульса расстояние между нулями функции $S_1(\omega)$ сокращается, что равносильно сужению спектра. Значение $S_1(0)$ при этом возрастает. При укорочении (сжатии) импульса, наоборот, расстояние между нулями функции $S_1(\omega)$ увеличивается (расширение спектра), а значение $S_1(0)$ уменьшается. В пределе при $\tau_u \rightarrow 0$ ($A = \text{const}$) точки $\omega_1 = \pm 2\pi / \tau_u$, соответствующие двум первым нулям функции $S_1(\omega)$, удаляются в бесконечность и спектральная плотность, бесконечно малая по величине, становится равномерной в полосе частот от $-\infty$ до $+\infty$.

3.5 Спектр меандровой последовательности импульсов

Важным частным случаем последовательности прямоугольных импульсов является **меандр** – **последовательность прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум**, когда длительность импульсов и промежутки между ними становятся равными (рисунок 14).

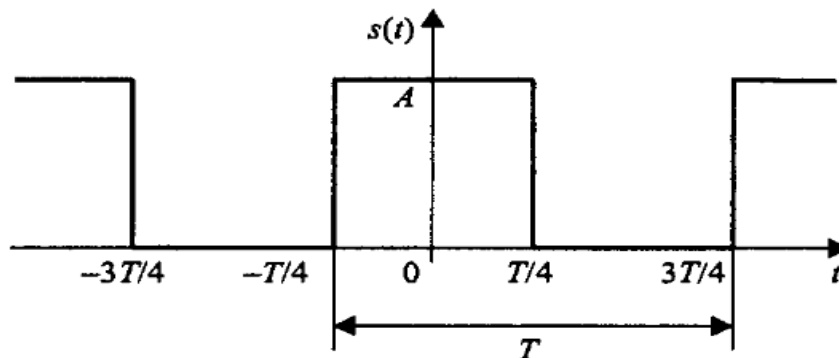


Рисунок 14 – Последовательность прямоугольных импульсов (меандр)

Подставив $q = 2$ в формулу для расчёта коэффициентов a_n обычной последовательности прямоугольных импульсов, получим:

$$a_n = 2A \frac{\sin(\pi n / 2)}{\pi n / 2} = \begin{cases} A, & n = 0, \\ 0, & n = 2m, m \neq 0 \\ \frac{2A}{\pi n}, & n = 4m + 1, \\ -\frac{2A}{\pi n}, & n = 4m - 1. \end{cases} \quad (15)$$

здесь m – произвольное целое число.

Таким образом в спектре меандра присутствуют только нечётные гармоники. Это согласуется с правилом приведенным выше. Представление

меандра в виде ряда Фурье с учётом этого может быть записано следующим образом:

$$s(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left(\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{1}{3}\cos\left(3\frac{2\pi}{T}t\right) + \frac{1}{5}\cos\left(5\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{1}{7}\cos\left(7\frac{2\pi}{T}t\right) + \dots \right).$$

Гармонические составляющие, из которых складывается меандр, имеют амплитуды, обратно пропорциональные номерам гармоник, и чередующиеся знаки.

3.6 Спектр пилообразного сигнала

Пилообразный сигнал представлен на рисунке 15.

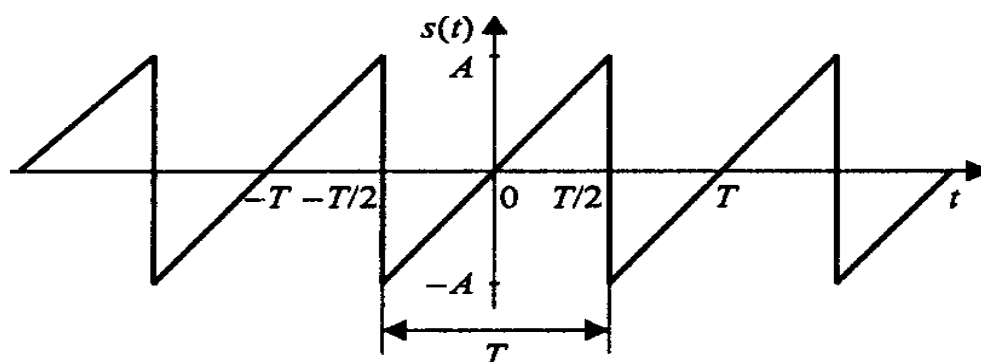


Рисунок 15 – Пилообразный сигнал

В пределах периода он описывается линейной функцией:

$$s(t) = \frac{2A}{T}(t - kT), \quad \left(k - \frac{1}{2}\right)T < t < \left(k + \frac{1}{2}\right)T. \quad (16)$$

Данный сигнал является нечётной функцией, поэтому его ряд Фурье в синусно – косинусной форме будет содержать **только синусные слагаемые**:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{2A}{T} t \sin\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) dt = -\frac{2A}{\pi n}(-1)^n.$$

Сам ряд Фурье для пилообразного сигнала выглядит следующим образом:

$$s(t) = \frac{2A}{\pi} \left(\sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{1}{2}\sin\left(2\frac{2\pi}{T}t\right) + \frac{1}{3}\sin\left(3\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{1}{4}\sin\left(4\frac{2\pi}{T}t\right) + \dots \right).$$

У рассмотренных выше спектров прямоугольного и пилообразного периодических сигналов есть одна общая черта – амплитуды гармоник с ростом их номеров убывают пропорционально n .

3.7 Спектр последовательности треугольных импульсов

В данном случае импульсы имеют не пилообразную, а симметричную форму.

$$s(t) = A \left(1 - 4 \frac{|t - kT|}{T} \right), \quad \left(k - \frac{1}{2} \right) T \leq t \leq \left(k + \frac{1}{2} \right) T.$$

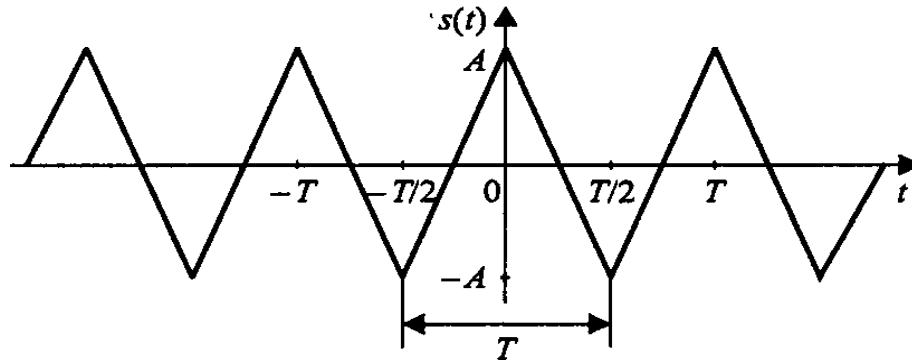


Рисунок 16 – Последовательность треугольных импульсов

Вычислим коэффициенты ряда Фурье (сигнал является чётной функцией, поэтому в синусно – косинусной форме ряда Фурье будут присутствовать только косинусные слагаемые):

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} A \left(1 - 4 \frac{|t|}{T} \right) \cos \left(\frac{2\pi n}{T} t \right) dt = \frac{4A}{(\pi n)^2} (1 - (-1)^n) = \begin{cases} 0, & n = 2m, \\ \frac{8A}{(\pi n)^2}, & n = 2m + 1. \end{cases} \quad (17)$$

Как и в случае меандра, здесь присутствуют только нечётные гармоники. Сам ряд Фурье имеет следующий вид:

$$s(t) = \frac{8A}{\pi^2} \left(\cos \left(\frac{2\pi}{T} t \right) + \frac{1}{3^2} \cos \left(3 \frac{2\pi}{T} t \right) + \frac{1}{5^2} \cos \left(5 \frac{2\pi}{T} t \right) + \frac{1}{7^2} \cos \left(7 \frac{2\pi}{T} t \right) + \dots \right).$$

Как видите, **в отличие от последовательностей прямоугольных и пилообразных импульсов, для треугольного периодического сигнала амплитуды гармоник убывают пропорционально второй степени номеров гармоник n** . Это проявление общего правила, гласящего, что **скорость убывания спектра зависит от степени гладкости сигнала**. Прямоугольный и пилообразный сигналы имеют разрывы первого рода (скачки), и в их спектрах присутствует множитель $1/n$. Треугольный сигнал является непрерывной функцией (но ее первая производная содержит разрывы), и амплитуды гармоник его ряда Фурье содержат множитель $1/n^2$.

Экстраполировав эту зависимость, получим следующее правило: если N – номер последней непрерывной производной сигнала, то спектр этого

сигнала будет убывать со скоростью $1/n^{K-2}$. Предельным случаем является гармонический сигнал, дифференцировать который без потери непрерывности можно бесконечно. Согласно общему правилу, это даст бесконечную скорость убывания спектра, что вполне соответствует действительности (ряд Фурье для гармонического сигнала содержит только одну гармонику).

4 Основные сведения о программе схемотехнического моделирования NI Multisim

Multisim фирмы National Instruments позволяет объединить процессы разработки электронных устройств и тестирования на основе технологии виртуальных приборов для учебных и производственных целей.

На рисунке 17 приведено главное окно программы Multisim.

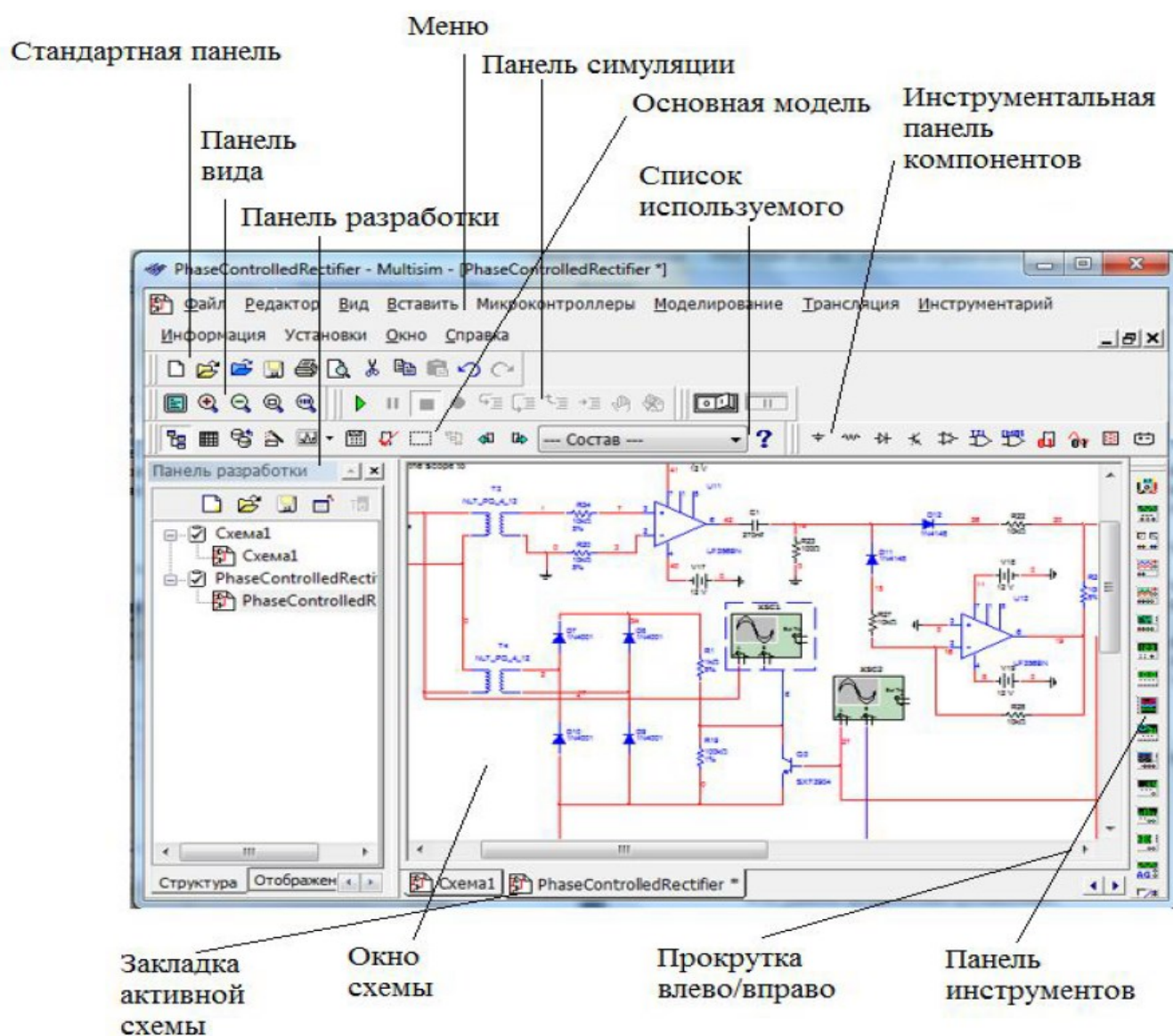


Рисунок 17 – Интерфейс программой Multisim

Работа с электронной системой моделирования Multisim включает в себя три основных этапа: создание схемы, выбор и подключение измерительных приборов, и, наконец, активация схемы – расчет процессов, протекающих в исследуемом устройстве.

Интерфейс Multisim состоит из таких базовых элементов, как стандартная инструментальная панель (кнопки для наиболее часто применимых функций), меню (команды для всех функций), инструментальная панель компонентов (выбор компонентов из базы данных программы Multisim для размещения их в схеме), панель разработки (панель для отображения разработанных схем), панель вида (кнопки для увеличения, уменьшения масштаба), панель симуляции (кнопки старта, паузы, остановки и других функций симуляции), основная модель, список используемого, закладка активной схемы (закладка, где расположена текущая схема), панель инструментов (кнопки для каждого инструмента), окно схемы (текущее окно, где разрабатывается схема), вид ячеек (для быстрого обозревания и редактирования таких деталей, как параметры, включая ссылки, атрибуты и прочее), прокрутка влево/вправо.

В общем случае процесс создания схемы начинается с размещения на рабочем поле Multisim компонентов из библиотеки программы. Подразделы библиотеки программы Multisim поочередно могут быть вызваны с помощью иконок, расположенных на панели инструментов (рисунок 18).

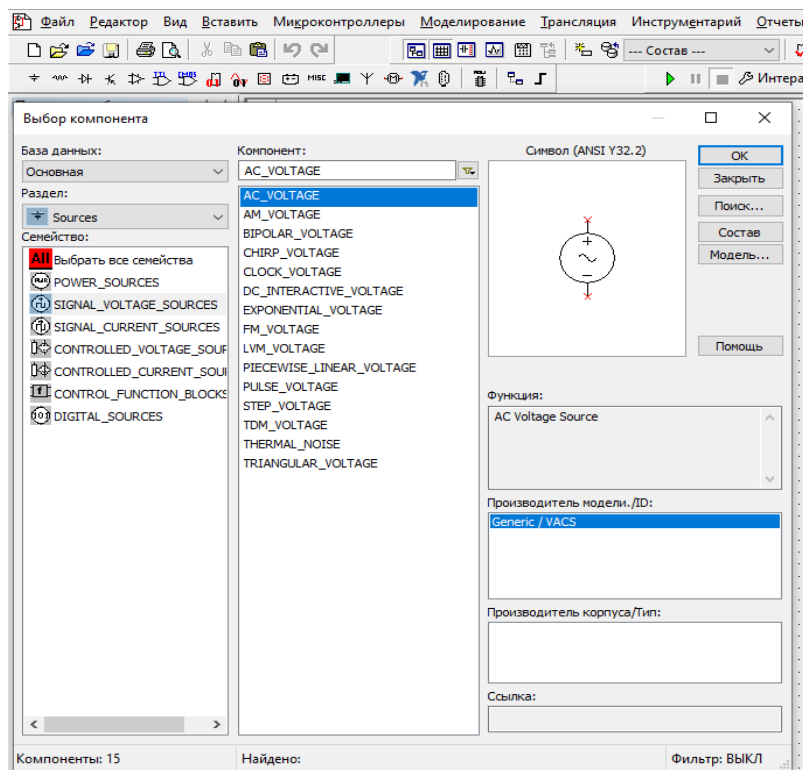


Рисунок 18 – Каталоги библиотеки компонентов Multisim

Для выбора требуемого элемента из библиотеки необходимо подвести курсор мыши к соответствующей иконке и нажать один раз на стрелку раскрывающегося списка, после чего выбрать в списке необходимый для работы элемент. После этого необходимый для создания схемы значок (символ) компонента переносится на рабочее поле программы нажатием левой клавиши мыши. При размещении компонентов схемы на рабочем поле программы можно также воспользоваться контекстным меню, возникающим при нажатии на правую клавишу мыши на свободном месте рабочего поля. На этом этапе необходимо предусмотреть место для размещения контрольных точек и иконок контрольно-измерительных приборов.

После размещения компонентов производится соединение их выводов проводниками. При этом необходимо учитывать, что к выводу компонента можно подключить только один проводник. Для выполнения подключения курсор мыши подводится к выводу компонента, и после появления площадки, нажимается левая кнопка мыши. Появляющийся при этом проводник протягивается к выводу другого компонента до появления на нем такой же площадки, после чего ещё раз нажимается левая кнопка мыши. При необходимости подключения к этим выводам других проводников в контекстном меню (появляется при нажатии правой кнопки мыши) выбирается точка (символ соединения, обозначен как Junction) и переносится на ранее установленный проводник. Если на ней виден след от пересекающего проводника, то электрического соединения нет и точку необходимо установить заново. После удачной установки к точке соединения можно подключить еще два проводника. Если соединение нужно разорвать, курсор подводится к соответствующему проводу и выделяется левой кнопкой мыши, после чего нажимается клавиша Delete.

Подключение к схеме контрольно-измерительных приборов производится аналогично. Панель с контрольно-измерительным оборудованием (за исключением амперметра и вольтметра) расположена вертикально с правой стороны рабочей области, и включает в себя такие элементы как мультиметр, осциллограф (2-х и 4-х канальный), ваттметр, функциональный генератор, бодплоттер, спектральный анализатор и т.д.

Для таких приборов, как осциллограф или логический анализатор, соединения целесообразно проводить цветными проводниками, поскольку их цвет определяет цвет соответствующей осциллограммы.

5 Содержание и порядок выполнения практической работы

Для проведения спектрального анализа в пакете Multisim собирается схема, представленная на рисунке 19.

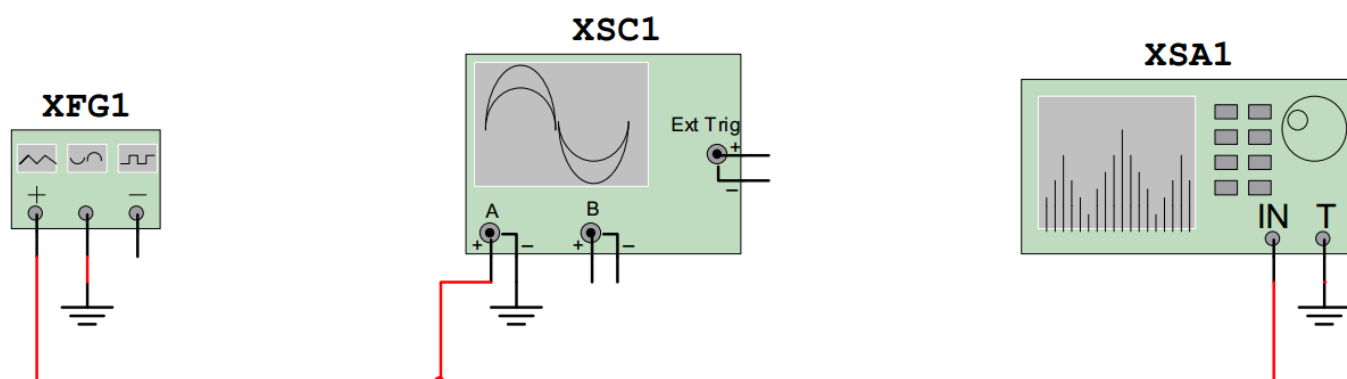


Рисунок 19 – Схема проведения спектрального анализа:
XFG1 – функциональный генератор; *XSC1* – осциллограф;
XSA1 – анализатор спектра

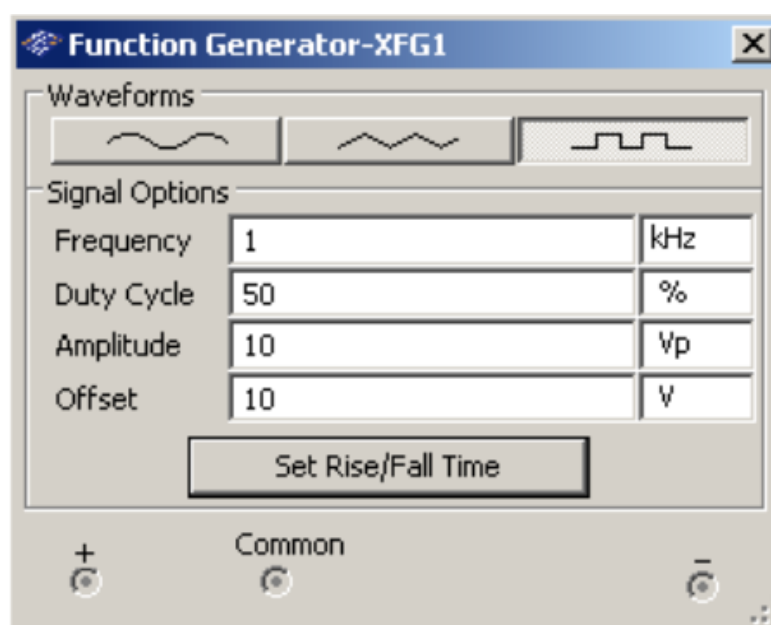


Рисунок 20 – Окно настроек функционального генератора

Управление функциональным генератором осуществляется следующими органами управления:

- **Waveforms** – выбор формы выходного сигнала (гармонический, последовательность треугольных импульсов, последовательность прямоугольных импульсов);
- **Frequency** – частота выходного сигнала;

– **Duty Cycle** – установка коэффициента заполнения в %: для последовательностей прямоугольных импульсов это отношение длительности импульса к периоду повторения – величина, обратная скважности; для треугольных сигналов – соотношение между длительностями переднего и заднего фронта;

– **Amplitude** – амплитуда выходного сигнала;

– **Offset** – установка смещения (постоянной составляющей сигнала (a_0)).

Лицевая панель **Oscilloscope** (**Осциллографа**) показана на рисунке 21.

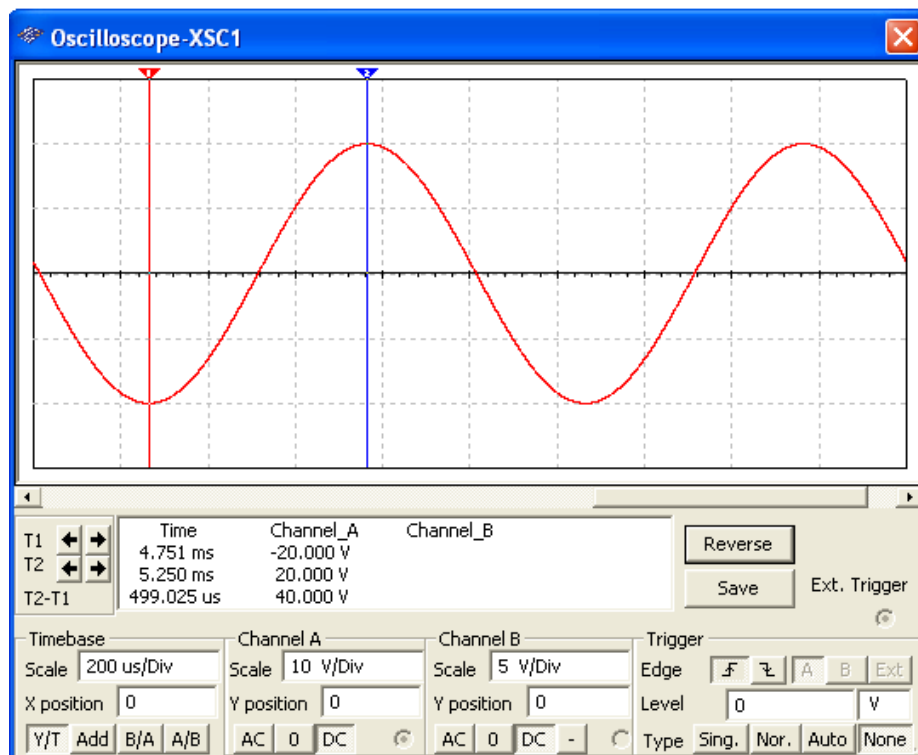


Рисунок 21 – Лицевая панель осциллографа

Осциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В (в случае двухканального осциллографа; При этом каждый канал имеет два вывода обозначенные как «+» и «-»). Подавая сигнал на один из выводов, другой целесообразно заземлять.

Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок AC, 0, DC.

Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока (его еще называют режимом «закрытого входа», поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую).

В режиме 0 входной зажим замыкается на Землю.

В режиме DC (включен по умолчанию!!!) можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока. Этот режим еще называют режимом «открытого входа», поскольку входной сигнал поступает на вход вертикального усилителя непосредственно. С правой стороны от кнопки DC расположен входной зажим.

Режим развертки выбирается кнопками Y/T, В/А, А/В.

В режиме Y/T (включен по умолчанию!!!) реализуются следующие режимы развертки: по вертикали – напряжение сигнала, по горизонтали – время.

В режиме В/А: по вертикали – сигнал канала В, по горизонтали – сигнал канала А.

В режиме А/В: по вертикали – сигнал канала А, по горизонтали – сигнал канала В.

В режиме развертки Y/T длительность развертки (SCALE) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т.е. по оси X (X position).

В режиме Y/T предусмотрен также ждущий режим (TRIGGER) с запуском развертки (EDGE) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием соответствующих кнопок) при регулируемом уровне (LEVEL) запуска, а также в режиме AUTO (от канала А или В), от канала А, от канала В или от внешнего источника (EXT), подключаемого к зажиму в блоке управления TRIGGER. **Названные режимы запуска развертки выбираются кнопками AUTO, А, В, EXT.**

Также пользователю доступна прокрутка изображения по горизонтали и его сканирования с помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены также цифрами 1 и 2) могут быть курсором установлены в любое место экрана.

При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями).

Изображение можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE, а также можно записать данные в текстовый файл с помощью кнопки SAVE.

Spectrum Analyzer (Спектральный анализатор) служит для измерения амплитуды гармоник с заданной частотой. Также он может измерить мощность сигнала и частотных компонент, определить наличие гармоник

в сигнале. Окно элементов управления и настроек анализатора спектра показано на рисунке 22.

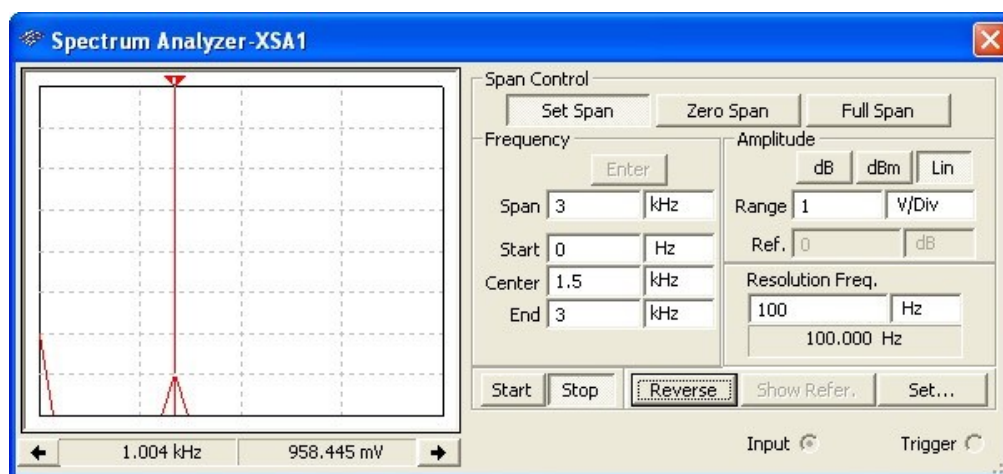


Рисунок 22 – Окно элементов управления и настроек анализатора спектра

Span Control (Контроль диапазона) включает в себя следующие режимы:

1. **Set Span (Установить диапазон)** – ручная установка границ спектрального анализа. Кнопка **Enter (Ввод)** – применение введенных значений.
2. **Zero Span (Нулевой интервал (узкополосный режим))** – спектральный анализ сигнала с максимальным разрешением.
3. **Full Span (Полный диапазон)** – спектральный анализ сигнала в пределах полосы частот, реализуемой программным пакетом.

Frequency (Частота) включает в себя следующие настройки:

- **Span (Полоса)** – полоса частот анализируемого спектра;
- **Start (Начало)** – начальная частота спектрального анализа;
- **Center (Центр)** – частота, отображаемая в центре рабочего окна;
- **End (Конец)** – конечная частота спектрального анализа.

Amplitude (Амплитуда) позволяет установить единицы отображения амплитуды и цены деления.

Resolution freq. (Разрешение (по частоте)) позволяет установить минимальный шаг анализа и отобразить достигнутый шаг анализа при моделировании.

Start (Старт) – запуск процесса спектрального анализа сигнала.

Stop (Смон) – остановка процесса спектрального анализа сигнала.

Set (Установки) – установки синхронизации (внутренняя или внешняя), режима запуска (постоянно или однократно), а также количества точек быстрого преобразования Фурье (FFT) (8192, 16384, 32768).

Также можно выполнять Фурье анализ сигналов, воспользовавшись командой *Моделирование/Анализ и моделирование/Анализ Фурье* (рисунк 23).

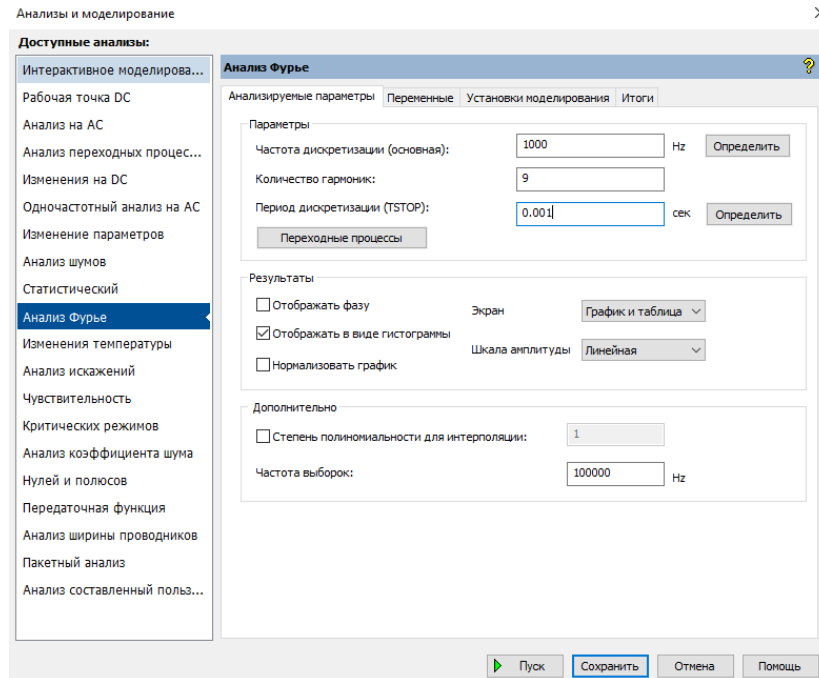


Рисунок 23 – Окно «Анализ Фурье»

Во вкладке «*Переменные*» окна Анализ Фурье необходимо установить переменные для анализа – (V1), выделив переменную в поле «*Выходные переменные*» и нажав кнопку «*Добавить*» (рисунок 24).

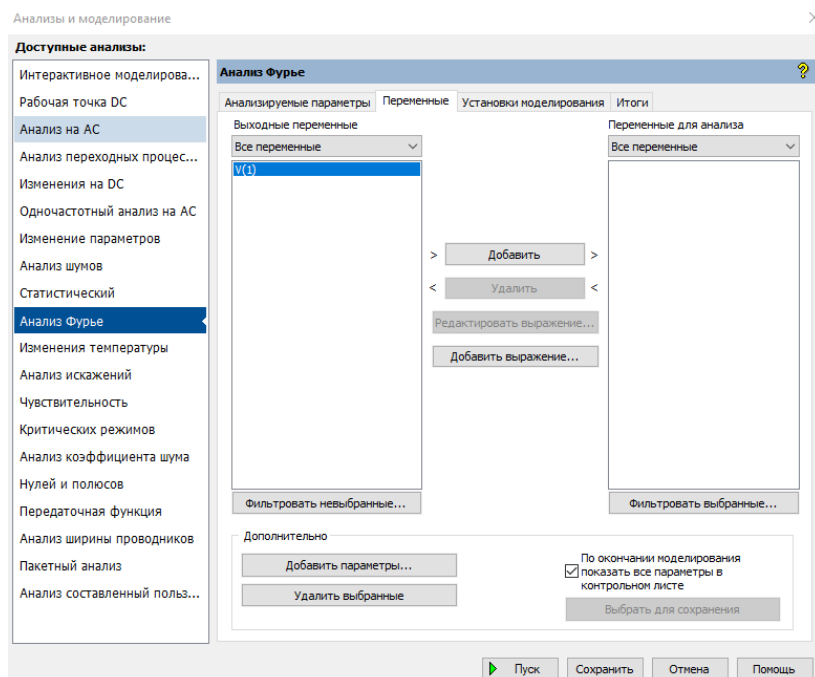


Рисунок 24 – Добавление переменной для анализа Фурье

Результаты анализа будут представлены программой в табличном и графическом видах (рисунок 25).

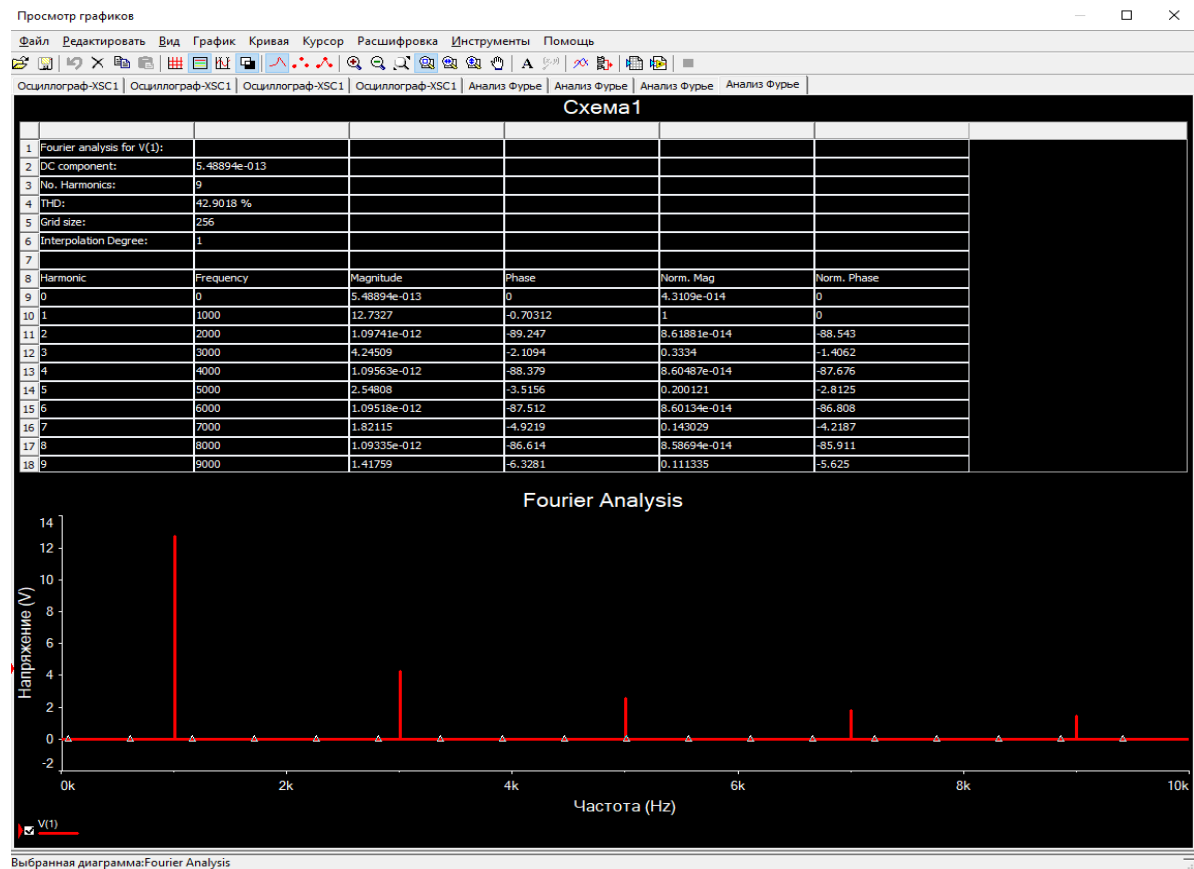


Рисунок 25 – Результаты Фурье анализа меандровой последовательности прямоугольных импульсов

6 Задания на практическую работу

Задание 1. Исследование спектра гармонического сигнала

Исследование спектра гармонического сигнала выполняется в соответствии с исходными данными, представленными 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, B	10	8	6	12	4	2	14	8	12	2
$f, кГц$	2	6	3	1	4	5	8	7	9	10
a_0, B	1	2	2	3	5	4	3	2	4	3
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U, B	4	15	13	12	16	9	8	6	3	2

f, кГц	4	10	12	3	2	1	5	7	6	8
a_0 , В	2	8	3	2	1	6	4	3	2	5
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U , В	5	6	8	9	12	14	18	13	11	7
f, кГц	10	8	5	4	3	2	6	7	5	14
a_0 , В	1	2	3	3	2	1	6	4	2	3

Настройте функциональный генератор для формирования гармонического сигнала с параметрами амплитуды (U), частоты (f) и смещения (a_0), представленными в таблице 1.

Установите элементы регулировки осциллографа и анализатора спектра для корректного отображения результатов. Количество точек быстрого преобразования Фурье должно быть не менее 8192. Разрешение анализа (по частоте) необходимо выставить максимально малым (до 100 Гц) в зависимости от частоты исследуемого сигнала.

Зафиксируйте в отчёте осциллограмму (с указанием периода) и спектр гармонического сигнала. Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о параметрах гармонического сигнала и его спектра.

Задание 2. Исследование спектра пилообразного и треугольного сигналов

Исследование спектра пилообразного и треугольного сигналов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными 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 , В	11	12	10	9	10	8	8	13	12	10
f, кГц	2	3	1	4	5	6	1	7	5	6
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U , В	14	15	13	12	16	9	8	16	18	20
f, кГц	3	4	1	5	2	6	4	3	2	4
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U , В	10	12	14	8	9	18	16	12	10	8
f, кГц	3	2	2	5	4	6	1	4	8	2

Проведите теоретический расчет амплитуд первых шести спектральных составляющих пилообразного и треугольного сигналов по формулам, представленным в п. 3.6 и п. 3.7. данных методических указаний.

Настройте функциональный генератор для формирования исследуемых сигналов с параметрами амплитуды (U) и частоты (f), представленными в таблице 2. **Для формирования пилообразного и треугольного сигналов параметр длительности нужно задать равным 100% и 50% соответственно. Параметр смещения для всех вариантов равен 0.**

Установите элементы регулировки осциллографа и анализатора спектра для корректного отображения результатов. Количество точек быстрого преобразования Фурье должно быть не менее 8192. Разрешение анализа (по частоте) необходимо выставить максимально малым (до 100 Гц) в зависимости от частоты исследуемого сигнала.

Зафиксируйте в отчёте осциллограммы (с указанием периода) и спектры пилообразного и треугольного сигналов. Приведите результаты Фурье-анализа для данных сигналов. Необходимо показать на спектре каждого из исследуемых сигналов амплитудные значения первых шести гармоник спектра. По результатам теоретического расчета и компьютерного моделирования заполните таблицу 3, которую также необходимо привести в отчёте.

Таблица 3 – Результаты теоретического расчета и компьютерного моделирования

Сигнал	Последовательность пилообразных импульсов					
№ гармоники n	1	2	3	4	5	6
Расчёт						
Моделирование						
Сигнал	Последовательность треугольных импульсов					
№ гармоники n	1	2	3	4	5	6
Расчёт						
Моделирование						

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о скорости убывания спектров каждого из исследуемых сигналов, объясните, чем обусловлены отличия спектров.

Задание 3. Исследование меандровой последовательности прямоугольных импульсов

Исследование спектра меандровой последовательности прямоугольных импульсов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными в таблице 4. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя.

Таблица 4 – 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>
<i>U, В</i>	14	15	16	10	12	8	6	14	12	10
<i>f, кГц</i>	1	2	4	3	6	6	7	8	4	3
<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>
<i>U, В</i>	15	12	12	10	14	9	8	6	3	2
<i>f, кГц</i>	3	4	1	5	2	6	4	3	2	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>
<i>U, В</i>	10	12	14	12	10	8	6	10	10	8
<i>f, кГц</i>	3	2	2	3	4	9	2	2	3	4

Проведите теоретический расчет амплитуд спектральных составляющих меандровой последовательности прямоугольных импульсов по формулам, представленным в п. 3.5.

Настройте функциональный генератор для формирования меандровой последовательности прямоугольных импульсов с параметрами амплитуды (U) и частоты (f), представленными в таблице 4. Установите элементы регулировки осциллографа и анализатора спектра для корректного отображения результатов. Количество точек быстрого преобразования Фурье должно быть не менее 8192. Разрешение анализа (по частоте) необходимо выставить максимально малым (до 100 Гц) в зависимости от частоты исследуемого сигнала.

Зафиксируйте в отчёте осциллограмму (с указанием периода) и спектр меандровой последовательности прямоугольных импульсов. Приведите результаты Фурье – анализа для данного сигнала. Необходимо показать на спектре амплитудные значения первых шести гармоник. По результатам теоретического расчета и компьютерного моделирования заполните таблицу 5, которую также необходимо привести в отчёте.

Таблица 5 – Результаты теоретического расчета и компьютерного моделирования

<i>Сигнал</i>	<i>Меандровая последовательность прямоугольных импульсов</i>					
<i>№ гармоники n</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
Расчёт						
Моделирование						

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о параметрах исследуемого сигнала и его спектра.

Задание 4. Исследование последовательности прямоугольных импульсов

Исследование спектра последовательности прямоугольных импульсов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными в таблице 4.

Настройте функциональный генератор для формирования меандровой последовательности прямоугольных импульсов с параметрами амплитуды (U) и частоты (f), представленными в таблице 4. Номер варианта соответствует порядковому номеру обучающегося в журнале преподавателя. ***Параметр длительности для всех вариантов задать равным 10%.***

Установите элементы регулировки осциллографа и анализатора спектра для корректного отображения результатов. ***На анализаторе спектра необходимо отобразить первые три лепестка спектра последовательности прямоугольных импульсов.*** Количество точек быстрого преобразования Фурье должно быть не менее 8192. Разрешение анализа (по частоте) необходимо выставить максимально малым (до 100 Гц) в зависимости от частоты исследуемого сигнала.

Зафиксируйте в отчёте осциллограмму и спектр последовательности прямоугольных импульсов. На осциллограмме необходимо указать период последовательности и длительность одного импульса. На спектре – максимальные значения амплитуд спектральных составляющих каждого из трёх лепестков. Приведите результаты Фурье–анализа для данного сигнала.

Проведите теоретический расчет максимумов амплитуд спектральных составляющих первых трёх лепестков последовательности прямоугольных импульсов по формулам, представленным в п. 3.3.

По результатам теоретического расчета и компьютерного моделирования заполните таблицу 6, которую также необходимо привести в отчёте.

Таблица 6 – Результаты теоретического расчета и компьютерного моделирования

<i>Сигнал</i>	<i>Последовательность прямоугольных импульсов ($q=10$)</i>		
<i>№ лепестка n</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>
Расчёт			
Моделирование			
<i>Сигнал</i>	<i>Последовательность прямоугольных импульсов ($q=20$)</i>		
<i>№ лепестка n</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>
Расчёт			
Моделирование			

Измените длительность импульсов на 20%.

Повторите выполнение задания 4 для данного случая, внесите данные в таблицу 6.

Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о параметрах сигнала и его спектра. Поясните, как изменяется спектр сигнала при изменении длительности импульсов.

Сделайте общие выводы о методах описания и характеристиках спектров различных сигналов.

7 Требования к оформлению отчёта по выполнению практической 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 практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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.

8 Контрольные вопросы и задания

1. Дайте определение фазового спектра сигнала.
2. Дайте определение спектральной плотности амплитуд.
3. Как изменяются амплитудный и фазовый спектры последовательности прямоугольных импульсов при смещении на $\tau_u / 4$.
4. Изобразите амплитудные спектры треугольного и пилообразного сигналов. В чём их сходство и различие?
5. Нарисуйте последовательность прямоугольных импульсов со скважностью равной 3.
6. Как определяется практическая ширина спектра сигнала?
7. Как влияет скважность периодической последовательности импульсов: на вид её амплитудного спектра? На величину практической ширины спектра?
8. Дайте определение спектра сигнала.
9. Приведите формулы для нахождения коэффициентов для разложения в ряд Фурье периодического сигнала.
10. Как изменяется спектр сигнала при увеличении длительности сигнала? Почему?
11. Как изменяется спектр сигнала при уменьшении длительности сигнала? Почему?
12. Дайте определение дискретного спектра сигнала.
13. Дайте определение сплошного спектра сигнала.
14. Одинаковый ли спектр имеет последовательность прямоугольных импульсов и одиночный прямоугольный импульс. Почему?
15. Какими коэффициентами определяется разложение в ряд Фурье чётной функции?
16. Какими коэффициентами определяется разложение в ряд Фурье нечётной функции?

17. Как в инженерной практике может быть использована практическая ширина спектра сигнала? Как она должна соотноситься с полосой пропускания тракта обработки сигнала?

9 Шкала оценивания выполненной практической 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%**.

Практическая работа №2

РАДИОСИГНАЛЫ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1 Цель работы

– исследование метода амплитудной модуляции (АМ) при передаче непрерывных сообщений, получение осциллограмм и спектрограмм АМ-сигнала с различными коэффициентами и частотами модуляции, овладение практическими навыками моделирования электронных устройств с помощью программы Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленной программой схмотехнического 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

Для эффективного использования каналов связи широко используется метод частотного разделения каналов, в котором спектры исходных низкочастотных сигналов переносятся в неперекрывающиеся полосы частот. Обычно при этом передаваемый сигнал становится *узкополосным*, т. е. *эффективная ширина спектра намного меньше его центральной частоты*:

$$\Delta f \ll f_0. \quad (1)$$

Такой сигнал формируется с помощью модуляции, т. е. формируется несущее колебание (чаще всего гармоническое), и какой-либо из параметров этого колебания изменяется пропорционально исходному модулирующему сигналу. Полученный сигнал называется *модулированным сигналом*. Обратный процесс – восстановление исходного сигнала – называется *демодуляцией*.

В общем виде гармонический сигнал можно записать в виде:

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2)$$

Любой из трех параметров этого сигнала: амплитуду A , частоту ω_0 , начальную фазу φ_0 можно связать с модулирующим сигналом и получить при этом три основных вида модуляции: амплитудную, частотную и фазовую. Частотную и фазовую модуляцию часто объединяют под общим названием – угловая модуляция.

3.1 Амплитудная модуляция

3.1.1 Однотональная амплитудная модуляция

Рассмотрим простой частный случай *однотональной* амплитудной модуляции. Модулирующий сигнал является гармонической функцией:

$$s_M(t) = A_M \cos(\Omega_0 t + \varphi_0). \quad (3)$$

Модулированный сигнал:

$$s_{AM}(t) = (A_0 + A_M \cos(\Omega t + \varphi_0)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4)$$

Необходимость в дополнительном слагаемом A_0 вызвана тем обстоятельством, что при простом умножении несущей на знакопеременный модулирующий сигнал, огибающая модулированного сигнала будет соответствовать модулю сигнала, а не его амплитуде. Величина A_0 должна быть всегда больше A_M . Амплитудную модуляцию можно представить как умножение несущей на модулирующий сигнал с добавленной постоянной составляющей.

Отношение между амплитудами модулирующего сигнала A_M и несущего колебания A_0 называется *индексом (коэффициентом) модуляции*:

$$m = A_M / A_0. \quad (5)$$

Максимальное и минимальное значение огибающей однотонального АМ сигнала равны:

$$\begin{aligned} A_{\max} &= A_0(1 + m), \\ A_{\min} &= A_0(1 - m). \end{aligned} \quad (6)$$

Отсюда следует формула, позволяющая по результатам измерений максимальной и минимальной амплитуды сигнала вычислить глубину модуляции:

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}. \quad (7)$$

При $m > 1$ имеет место перемодуляция (рисунок 1, 2).

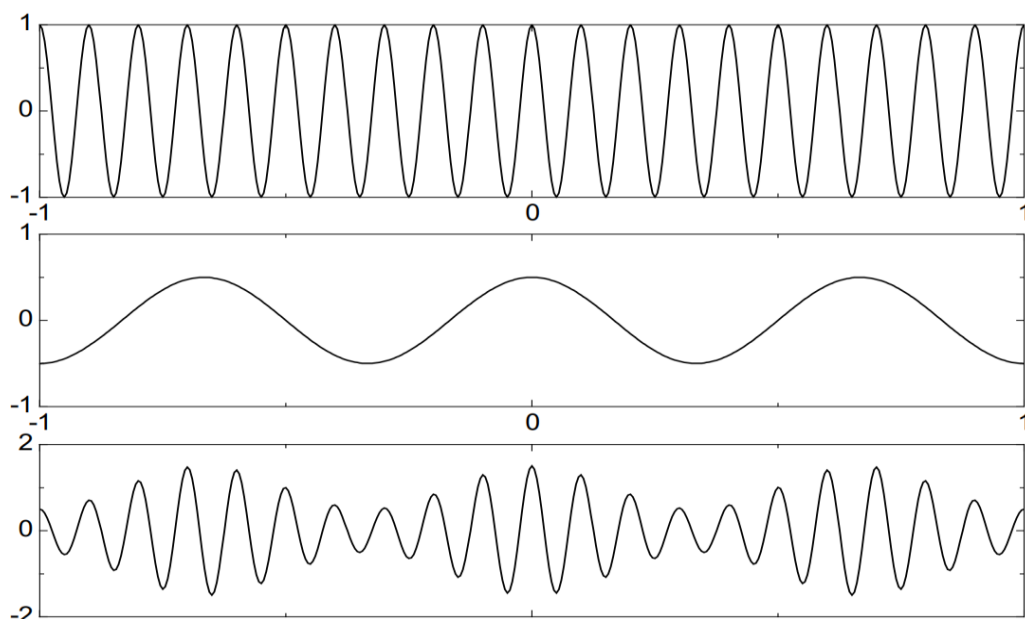


Рисунок 1 – Несущая частота (сверху), модулирующий сигнал (в центре), модулированный сигнал (снизу)

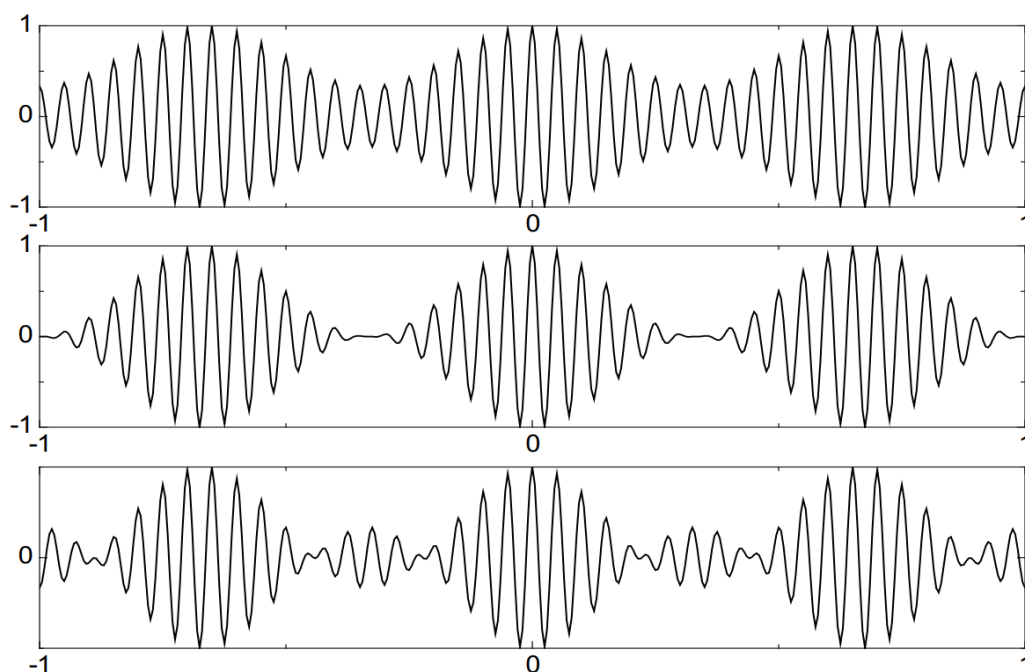


Рисунок 2 – Однотональный АМ сигнал:
 $m = 0,5$ (сверху), $m = 1$ (в центре), $m = 2$ (снизу)

Сделав тригонометрические преобразования, можно представить АМ сигнал в виде:

$$s_{AM}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 m}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + (\varphi_0 + \Phi_0)) + \frac{A_0 m}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + (\varphi_0 - \Phi_0)). \quad (8)$$

Из этой формулы видно, что **спектр однотонового АМ сигнала состоит из трёх компонент**. Несущее колебание с частотой ω_0 и амплитудой A_0 **не зависит** от модулирующего колебания. Две боковые частоты с амплитудой $\frac{A_0 m}{2}$ смещены вверх и вниз по частоте на величину Ω . Для верхней боковой частоты начальные фазы несущей и модулирующего сигнала складываются, а для нижней – вычитаются (рисунок 3).

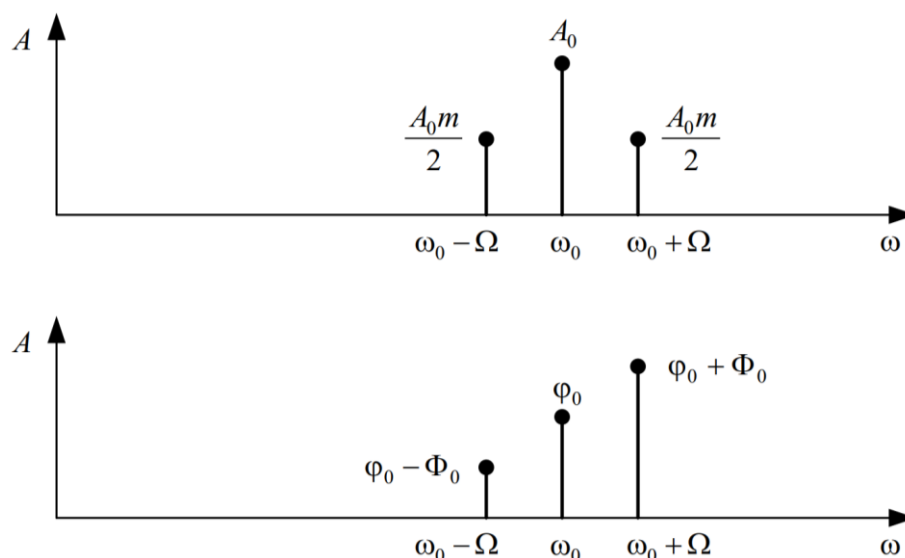


Рисунок 3 – Амплитудный (сверху) и фазовый (снизу) спектры однотонового АМ сигнала

Пиковая мощность ортогонального АМ сигнала составляет:

$$P_{\max} = A_0^2 (1 + m)^2.$$

Средняя мощность АМ сигнала вычисляется через предельный переход:

$$P_{cp} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(A_0 (1 + m \cos(\Omega t + \Phi_0)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \right)^2 dt = \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2 m^2}{4}.$$

Первое слагаемое не зависит от коэффициента модуляции и представляет собой мощность немодулированной несущей. Полезная мощность, заключенная в боковых частотах, представлена вторым слагаемым.

Коэффициент полезного действия (КПД) амплитудной модуляции определяется как **отношение мощности боковых частот к общей средней мощности**:

$$\eta_{AM} = \frac{A_0^2 m^2}{4} / A_0^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{m^2}{4} \right) = \frac{m^2}{m^2 + 2}. \quad (9)$$

Как видно из этой формулы, даже при максимальном коэффициенте модуляции ($m=1$) КПД составляет лишь 33 %, т. е., две трети мощности тратится на передачу бесполезной в информационном отношении несущей (рисунок 4).

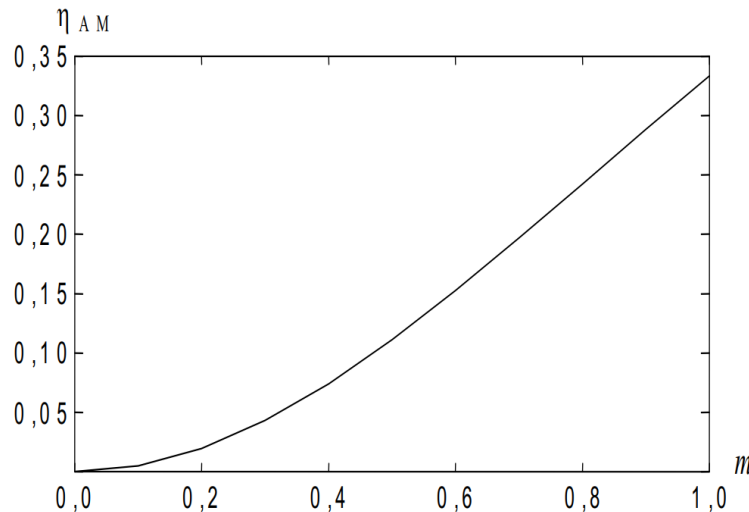


Рисунок 4 – Зависимость КПД от коэффициента амплитудной модуляции

Демодуляция АМ сигнала в простейшем случае осуществляется с помощью **амплитудного детектора**.

Детектированием называется преобразование модулированного высокочастотного колебания, при котором происходит выделение низкочастотного сигнала, соответствующего закону модуляции. **Процесс детектирования является обратным процессу модуляции**, поэтому иногда его называют **демодуляцией**.

В соответствии с основными видами модуляции различается **амплитудное, частотное или фазовое детектирование**. При любом виде детектирования на вход детектора подается модулированное колебание, содержащее лишь высокочастотные составляющие: несущую и боковые частоты. На выходе же должно быть получено напряжение с низкочастотным спектром передаваемого сигнала.

Детектирование сопровождается преобразованием частотного спектра и поэтому **не может быть осуществлено** без применения **нелинейных систем** или же линейных систем, но с переменными параметрами.

В настоящее время широко используются детекторы на основе нелинейных элементов: диодов, транзисторов и др. Наибольшей простотой отличаются амплитудные детекторы с полупроводниковыми диодами. Схема такого детектора приведена на рисунке 5.

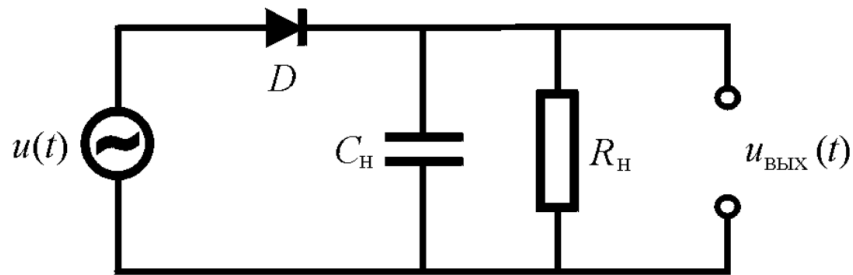


Рисунок 5 – Схема диодного детектора

На вход детектора подается высокочастотное колебание $u(t) = U(t) \cos \omega_0 t$ с несущей частотой ω_0 и амплитудой $U(t)$, изменяющейся по закону передаваемой информации. Нелинейный элемент представлен диодом D . Выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ снимается с линейной нагрузки, представляющей собой резистор R_H , шунтированный конденсатором C_H . Элементы R_H и C_H образуют фильтр низких частот, выделяющий необходимые спектральные компоненты напряжения. Напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ определенным образом связано с $U(t)$, причем характер этой связи зависит от вида характеристики нелинейного элемента D , от положения рабочей точки на характеристике и от амплитуды подводимого к детектору колебания.

Сильная зависимость свойств детектора от амплитуды детектируемых колебаний приводит к необходимости отдельного рассмотрения детектирования малых и больших сигналов.

Малым сигналом в теории амплитудного детектирования называется такой сигнал, для которого вольт-амперную характеристику диода с достаточной точностью можно аппроксимировать квадратичным трехчленом вида:

$$i = i_0 + \alpha \Delta u + \beta (\Delta u)^2, \quad (10)$$

где i_0 – ток диода в отсутствии сигнала, Δu – изменение напряжения на диоде.

Такая аппроксимация справедлива только в области малых напряжений и токов, где вольт-амперная характеристика обладает наибольшей кривизной (кривая 1, рисунок 6).

Приравняем Δu к напряжению $U(t)$, подаваемому на детектор. Это можно сделать, поскольку нагрузка детектора, состоящая из параллельно включенных R_H и C_H , является, как правило, очень малым сопротивлением для всех спектральных компонент исходного сигнала. Тогда получим:

$$\begin{aligned} i &= i_0 + \alpha U(t) \cos \omega_0 t + \beta U^2(t) \cos^2 \omega_0 t = \\ &= i_0 + \alpha U(t) \cos \omega_0 t + \frac{\beta}{2} U^2(t) \cos 2\omega_0 t + \frac{\beta}{2} U^2(t). \end{aligned} \quad (11)$$

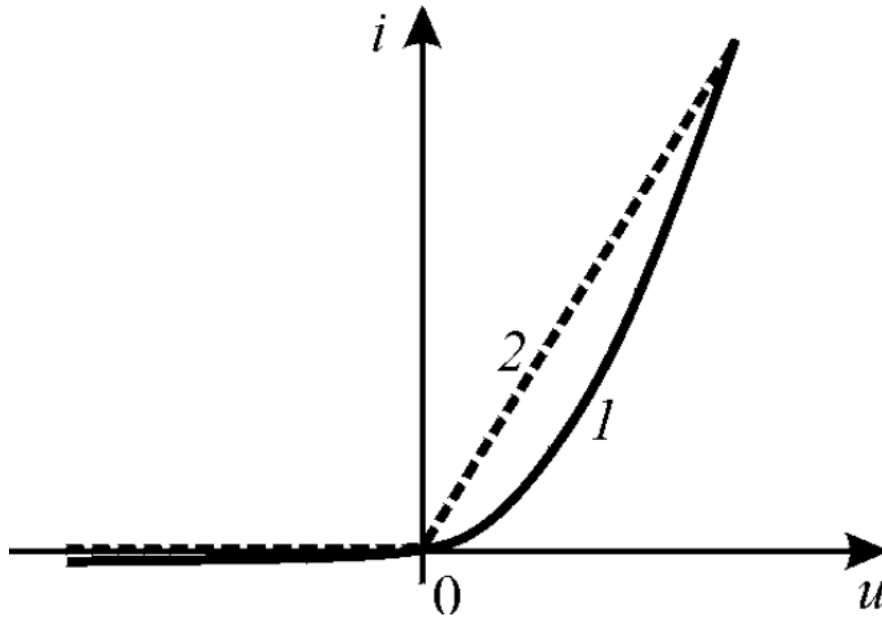


Рисунок 6 – Реальная вольт-амперная характеристика диода (1) и ее аппроксимация для большого сигнала (2)

Таким образом, приращение тока, обусловленное действием сигнала $U(t)$, состоит из:

- *составляющей с частотой ω_0 и огибающей $\alpha U(t)$;*
- *составляющей с частотой $2\omega_0$ и огибающей $\beta U^2(t)/2$;*
- *низкочастотной составляющей $\beta U^2(t)/2$.*

Интересующий нас сигнал содержится в последнем слагаемом, первые же два (высокочастотные) при детектировании являются бесполезными и должны быть отфильтрованы. Фильтрация осуществляется с помощью конденсатора C_H . Если выполнить условие $1/\omega_0 C_H \ll R_H$, то токи высоких частот будут проходить в основном через конденсатор, не создавая заметного напряжения на нагрузочном сопротивлении R_H . Однако необходимо учесть, что при слишком большой величине C_H полезная составляющая тока (с частотой Ω) тоже может отводиться от нагрузки через конденсатор. Чтобы этого не происходило, надо, чтобы сопротивление конденсатора на низкой частоте Ω было много больше сопротивления R_H , т.е. $1/\Omega C_H \gg R_H$. Объединяя оба неравенства, получаем соотношение, которое должно выполняться для качественного разделения токов высоких и низких частот:

$$\frac{1}{\omega_0} \ll R_H C_H \ll \frac{1}{\Omega}. \quad (12)$$

Для его выполнения частота несущего колебания ω_0 и верхняя частота Ω в спектре модулирующего сигнала должны различаться по крайней мере на два порядка.

В случае однополупериодного детектора на выход детектора проходят импульсы одной полярности. В случае двухполупериодного детектора на выходе детектора получается модуль АМ сигнала. Далее импульсы пропускаются через *фильтр низкой частоты* (ФНЧ) для сглаживания.

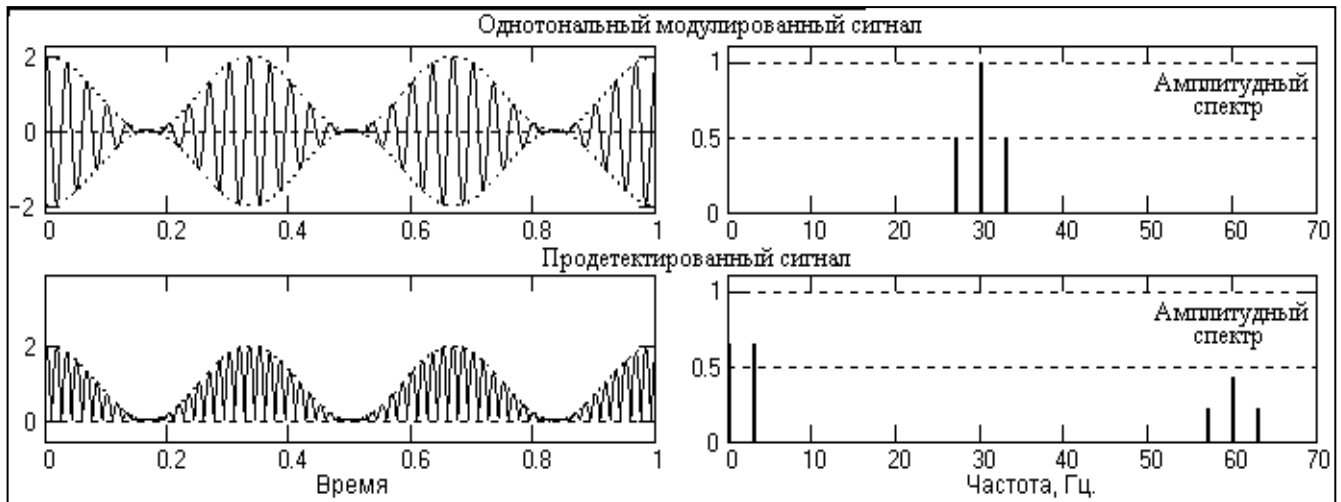


Рисунок 7 – Изменение однотонального модулированного сигнала при детектировании (параметры представленного сигнала: несущая частота: 30 Гц, частота модуляции: 3 Гц, коэффициент модуляции: 1)

Как видно из рисунка 7, при детектировании спектр модулированного сигнала становится однополярным, переходит на основную несущую частоту $2\omega_0$ и уменьшается по энергии. Основная часть энергии (более 4/5) трансформируется в область низких частот и распределяется между постоянной составляющей и выделенной гармоникой сигнала модуляции в зависимости от значения коэффициента модуляции m . При $m=1$ энергии равны, при $m=0$ (в отсутствие сигнала модуляции) вся энергия переходит на постоянную составляющую.

Кроме этих составляющих в спектре появляются также 2-я, 3-я и более высокие гармоники детектированного модулированного сигнала (т.е. на частотах $4\omega_0 \pm \Omega$, $6\omega_0 \pm \Omega$, и т.д.), которые не показаны на рисунке. Энергия второй гармоники не превышает 2%, а остальных и вовсе незначительна. Демодуляторы сигнала выделяют после детектирования только низкочастотный информационный сигнал и подавляют все остальные частоты, включая постоянную составляющую (низкочастотный фильтр с подавлением постоянной составляющей).

Очевидно, что данный способ детектирования не будет правильно работать в случае перемодуляции!!!

Важнейшей характеристикой детектора является коэффициент передачи K . В случае тональной модуляции коэффициент передачи определяется как отношение амплитуды выходного сигнала на частоте модуляции Ω к амплитуде огибающей входного высокочастотного сигнала. При детектировании малых сигналов коэффициент передачи детектора зависит от амплитуды несущего колебания.

Большим сигналом называется сигнал, амплитуда которого существенно превышает протяженность наиболее криволинейного участка вольт-амперной характеристики диода. На практике сигнал можно считать большим, если его амплитуда имеет величину порядка вольта и больше. При теоретическом анализе детектирования большого сигнала необходимо использовать такую аппроксимацию вольт-амперной характеристики диода, которая хорошо совпадала бы с фактической характеристикой в широком диапазоне напряжений. Аппроксимация степенным рядом потребовала бы большого числа членов и поэтому практически не пригодна. Удобнее пользоваться аппроксимацией в виде ломаной линии, показанной пунктиром на рисунке 8.

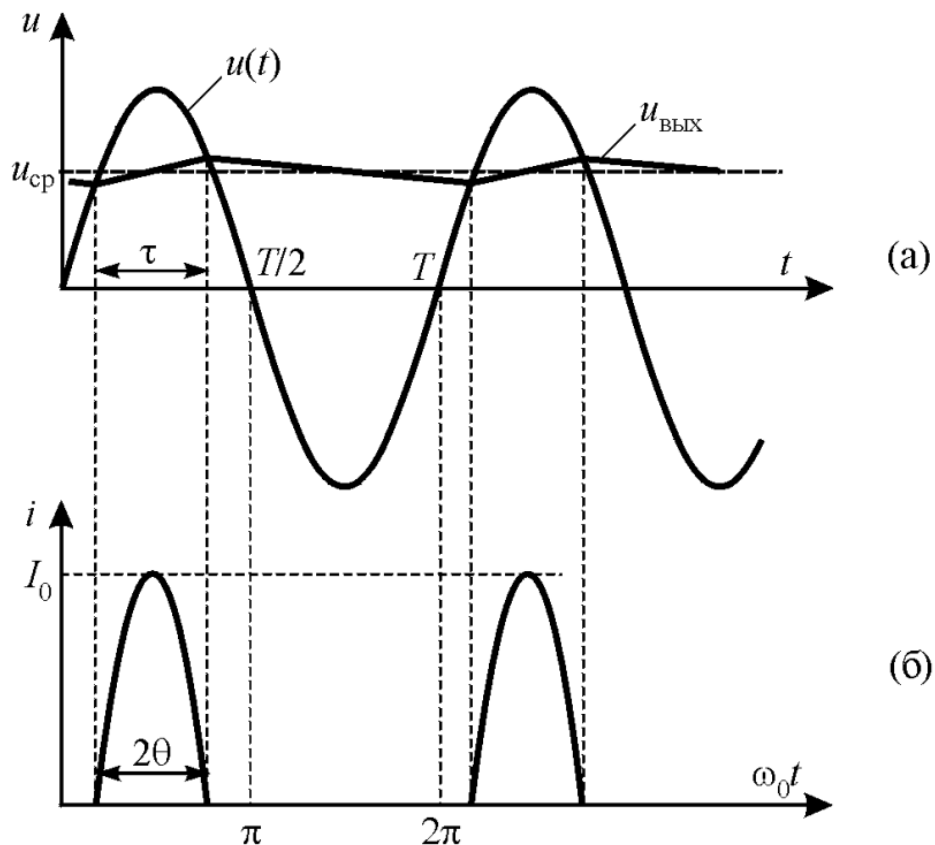


Рисунок 8 – Напряжение на диоде (а) и ток, текущий через диод (б)

При аппроксимации характеристики диода ломаной линией предполагаем, что сопротивление диода в обратном направлении бесконечно большое, а в прямом – равно некоторой постоянной и небольшой величине R_i . Учитывая, что напряжение на нагрузке u_{cp} является по отношению к диоду «*напряжением смещения*», получаем, что амплитуда импульсов тока, текущего через диод в прямом направлении, равна $I_0 = (U_0 - u_{cp}) / R_i$.

Важную роль при теоретическом анализе детектирования большого сигнала играет длительность импульсов тока через диод τ . *Половина длительности импульсов тока, выраженная в угловых единицах, называется углом отсечки*. Таким образом, угол отсечки равен:

$$\theta = \frac{\tau / 2}{T} \cdot 360^\circ. \quad (13)$$

При изменении напряжения u_{cp} от нуля до U_0 угол отсечки меняется от 90° до нуля, причем всегда имеет место соотношение:

$$\cos \theta = \frac{u_{cp}}{U_0}. \quad (14)$$

Ток через диод можно записать следующим образом:

$$i = \begin{cases} \frac{U_0}{R_i} (\cos \omega_0 t - \cos \theta), & \text{если } \cos \omega_0 t > \cos \theta \\ 0, & \text{если } \cos \omega_0 t \leq \cos \theta \end{cases} \quad (15)$$

Отсюда можно найти среднее значение тока через диод i_{cp} (т.е. постоянную составляющую тока):

$$i_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{U_0}{R_i} \cdot \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}. \quad (16)$$

Выходное напряжение детектора u_{cp} и постоянная составляющая тока i_{cp} связаны соотношением:

$$u_{cp} = i_{cp} \cdot R_n. \quad (17)$$

Таким образом, получаем:

$$\frac{R_i}{R_n} = \frac{\operatorname{tg} \theta - \theta}{\pi}, \quad (18)$$

из которого угол отсечки определяется однозначно через внутреннее сопротивление диода R_i и сопротивление нагрузки R_n .

Уравнение (18) является трансцендентным. Поэтому угол отсечки удобнее определять по графику, показанному на рисунке 9.

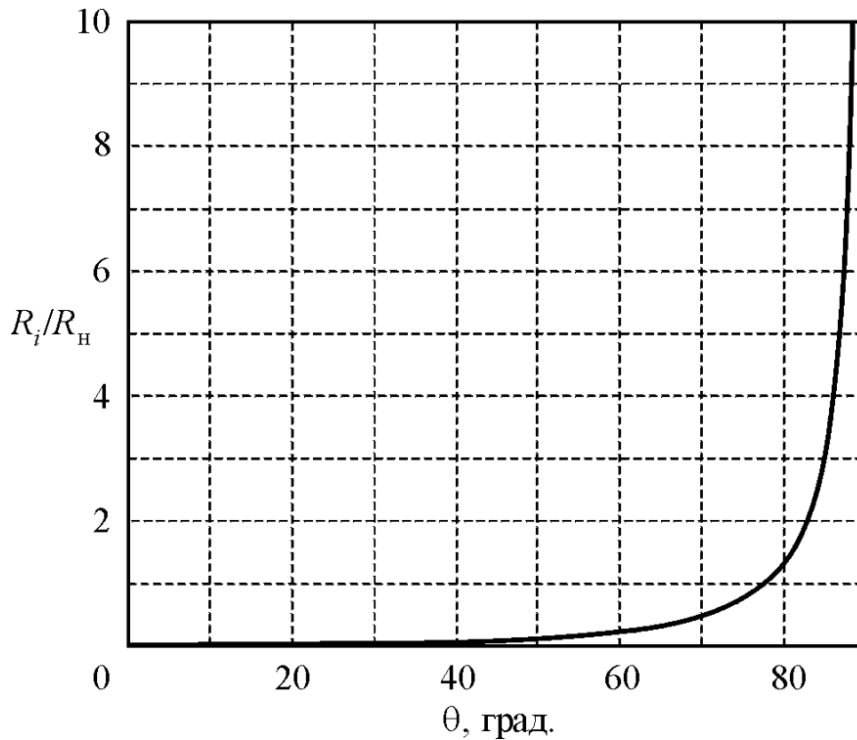


Рисунок 9 – График для определения угла отсечки

Рассмотрим два крайних случая: 1) $\theta \rightarrow 0^\circ$ и 2) $\theta \rightarrow 90^\circ$.

Первый случай реализуется, когда $R_i/R_n \rightarrow 0$, т.е. когда сопротивление нагрузки много больше внутреннего сопротивления диода. В этом случае величина постоянного напряжения на выходе детектора приближается к амплитудному значению входного гармонического напряжения: $u_{cp} \rightarrow U_0$.

Разлагая $\operatorname{tg} \theta$ в ряд Тейлора до кубического члена, можно найти приближенное решение уравнения (18):

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi \frac{R_i}{R_n}}. \quad (19)$$

Второй случай имеет место при $R_n \ll R_i$. Он соответствует режиму «короткого замыкания» нагрузки. При этом все переменное напряжение, действующее на входе детектора, оказывается приложенным к диоду, и ток последнего принимает форму полуволновых импульсов. Напряжение на нагрузке совпадает по форме с импульсами тока.

Из приведенных соображений ясно, что для получения на выходе детектора напряжения, близкого к амплитуде U_0 , угол отсечки должен быть сравнительно мал, а отношение R_n/R_i весьма велико. При $\theta \leq 20^\circ$ получим $u_{cp} > 0,9U_0$. Для получения такого режима работы требуется сопротивление нагрузки $R_n \approx 100R_i$.

Рассмотрим теперь детектирование большого сигнала при наличии модуляции. Соотношение (14) позволяет в случае тональной модуляции (1) записать выражение для выходного напряжения детектора в виде:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_0 \cos \theta + mU_0 \cos \theta \cos \Omega t. \quad (20)$$

Следовательно, при детектировании большого сигнала выходное напряжение содержит только постоянную составляющую $U_0 \cos \theta$ и полезную переменную составляющую $mU_0 \cos \theta \cos \Omega t$. Высшие гармоники сигнала в спектре выходного напряжения отсутствуют, поэтому коэффициент нелинейных искажений K в этом случае равен нулю.

Для коэффициента передачи детектора в режиме большого сигнала получаем:

$$K = \cos \theta. \quad (21)$$

Из соотношения (20) следует, что при детектировании большого сигнала связь между амплитудой выходного низкочастотного напряжения $mU_0 \cos \theta$ и амплитудой входного высокочастотного сигнала U_0 является **линейной**. В этом смысле детектор, работающий в режиме большой амплитуды, называется **линейным детектором**. При этом надо понимать, что рассмотренный диодный детектор является **принципиально нелинейным устройством**. Однако эта нелинейность определяется формой характеристики диода не только в области прямых напряжений (где характеристика может быть достаточно близка к линейной), а на протяжении всей области действующих на диоде напряжений.

Чем сильнее выражена нелинейность вольт-амперной характеристики в целом, тем эффективнее осуществляется детектирование. При этом надо учитывать, что бывают случаи, когда наиболее нелинейный участок характеристики диода располагается не в начале координат, а соответствует небольшому положительному напряжению. В таких случаях для повышения эффективности детектирования (особенно малых сигналов) на диод, помимо переменного сигнала, подают еще напряжение смещения от внешнего источника, перемещающее рабочую точку в область наибольшей кривизны вольт-амперной характеристики.

Более совершенный способ – **синхронное детектирование**, суть которого состоит в умножении сигнала на опорное колебание с несущей частотой:

$$y(t) = s_{AM}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A(t) \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) = \frac{1}{2} A(t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0).$$

Результат умножения содержит два слагаемых. Первое – это искомая амплитудная функция, второе – АМ сигнал с несущей частотой $2\omega_0$. Этот высокочастотный сигнал удаляется путем пропускания через ФНЧ. На рисунке 10 приведено визуальное сопоставление двухполупериодного и синхронного детектирования, которое наглядно показывает практически полное подобие процессов.

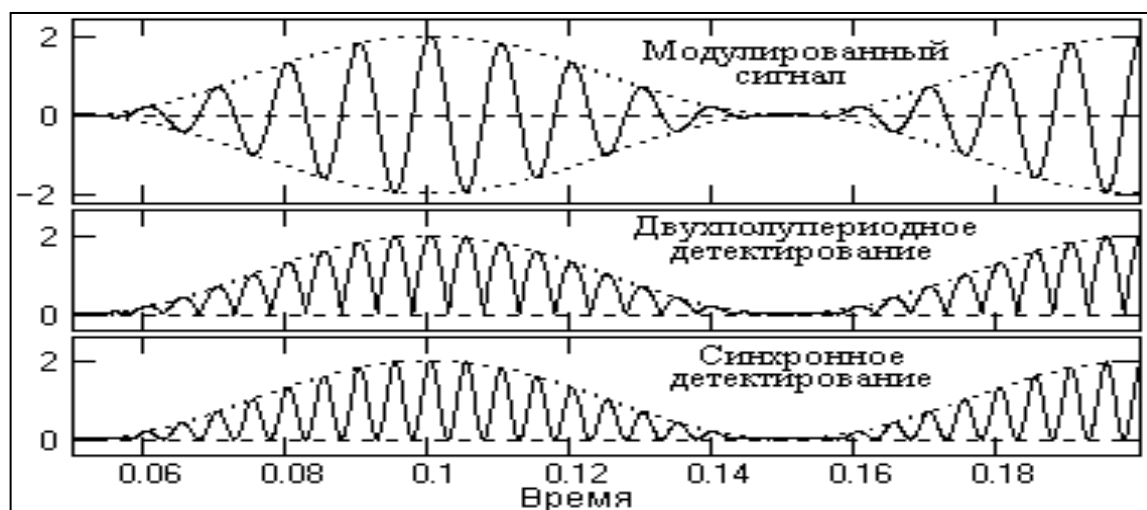


Рисунок 10 – Двухполупериодное и синхронное детектирование

Но форма новой несущей при синхронном детектировании является чистой гармоникой, в отличие от двухполупериодного детектирования.

Физический амплитудный спектр сигналов после демодуляции однозначно соотносится со спектром входного модулированного сигнала: амплитуды гармоник модулированного сигнала на частоте $2\omega_0$ в два раза меньше амплитуд входного сигнала, постоянная составляющая равна амплитуде несущей частоты ω_0 и не зависит от глубины модуляции, амплитуда информационного демодулированного сигнала в 2 раза меньше амплитуды исходного модулирующего сигнала.

В синхронном детекторе необходимо очень точное совпадение начальных фаз и частот опорного колебания и несущего колебания.

При совпадении частот, но несовпадении начальных фаз выходной низкочастотный сигнал оказывается умноженным на косинус фазовой ошибки:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= s_{AM}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\
 &= \frac{1}{2} A(t) \cos(\varphi - \varphi_0) + \frac{1}{2} A(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi + \varphi_0)
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

При наличии фазовой ошибки уровень полезного сигнала на выходе демодулятора падает, а при ошибке равной 90° , становится равным нулю.

При наличии частотного сдвига между несущим и опорным колебанием ситуация становится еще хуже – выходной низкочастотный сигнал оказывается умноженным на гармоническое колебание с разностной частотой:

$$\begin{aligned} y(t) &= s_{AM}(t) \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t) = \\ &= \frac{1}{2} A(t) \cos(\Delta\omega t - \varphi_0) + \frac{1}{2} A(t) \cos((2\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (23)$$

В результате выходной сигнал будет пульсировать с частотой $\Delta\omega$. Это явление называется **биениями**, а разность частот $\Delta\omega$ – частотой биений.

Достоинством синхронного детектирования является то, что оно позволяет правильно демодулировать сигнал даже в случае перемодуляции (рисунок 11).

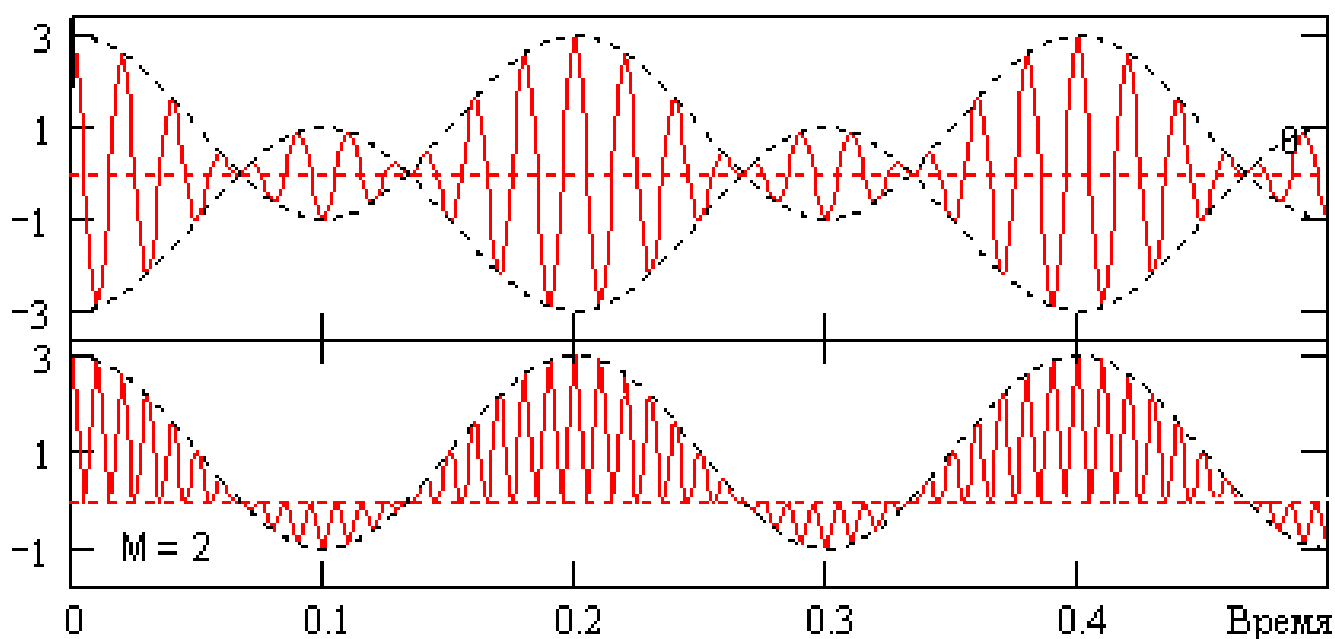


Рисунок 11 – Пример синхронного детектирования перемодулированного сигнала

Для поддержания частотной и фазовой синхронизации между несущим и опорным колебаниями используют следящие системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

3.1.2 Амплитудная модуляция с подавленной несущей

Для повышения КПД амплитудной модуляции можно удалить несущее колебание. Такой способ называется АМ с подавленной несущей частотой или *балансной амплитудной модуляцией*:

$$s(t) = s_M(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (24)$$

Сигнал с балансной АМ имеет вид, представленный на рисунке 12.

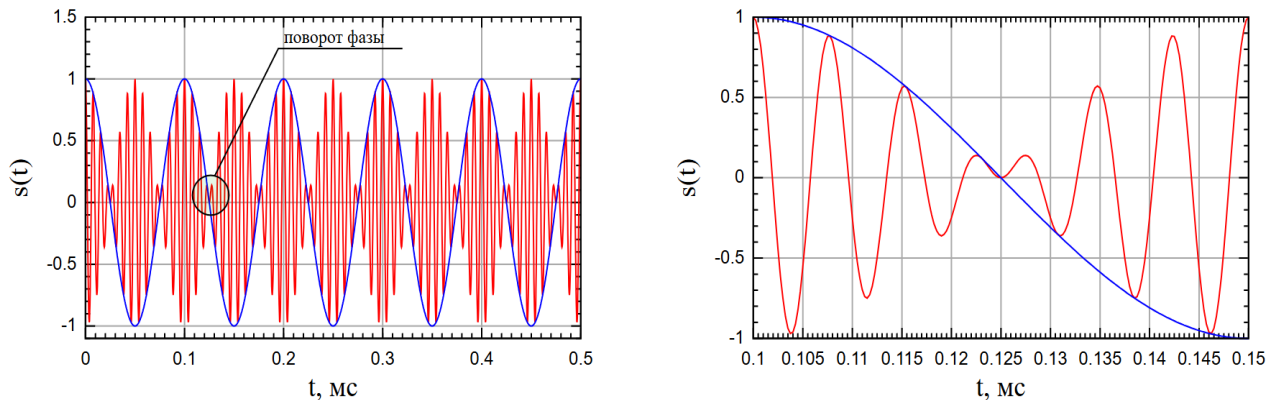


Рисунок 12 – Осциллограмма сигнала с балансной АМ и сдвиг фазы при балансной АМ, компенсирующий несущую при излучении

Энергетический выигрыш очень большой (теоретический КПД равен 100%). Ширина спектра такая же, как и в случае обычной АМ, т.к. подавлена средняя частота, а боковые частоты остаются на месте.

При этом можно заметить, что на осциллограмме видна несущая частота, которая отсутствует в спектре. Однако при пересечении модулирующим сигналом оси абсцисс, несущее колебание меняет знак (фаза сдвигается на π), это видно из рисунка 12 и в результате при излучении несущее колебание скомпенсируется (рисунок 13).

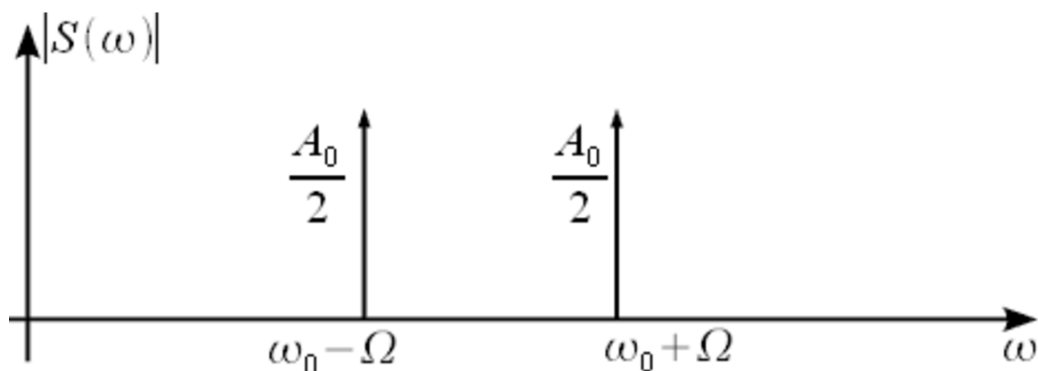


Рисунок 13 – Спектр балансной АМ

При переходе огибающей биений $U(t)$ через нуль фаза несущей частоты высокочастотного заполнения скачком изменяется на 180° , поскольку функция косинуса огибающей имеет разные знаки слева и справа от нуля. При этом в высокочастотной системе (с малыми потерями энергии), настроенной на частоту ω_0 , колебания, возбужденные одним периодом биений, гасятся последующим периодом.

Однако балансная модуляция не получила широкого распространения в связи с трудностями, возникающими при демодуляции сигналов. В принципе, синхронное детектирование позволяет выполнять демодуляцию без каких-либо проблем, но при условии известной несущей частоты сигнала и точной фазовой синхронизации опорной частоты с несущей. Но во входном сигнале амплитудной модуляции с подавленной несущей частота отсутствует.

Для снятия этой трудности обычно применяют неполное подавление несущей и оставляют в модулированном сигнале определенный «остаток» несущей (**пилот-сигнал**), который и используется для фазочастотной автосинхронизации при демодуляции.

3.1.3 Однополосная модуляция

АМ с подавленной несущей частотой имеет преимущества по сравнению обычной АМ только в энергетическом смысле. Ширина спектра при этом остается равной удвоенной частоте модулирующего сигнала.

Легко заметить, что **спектры боковых полос АМ сигнала являются зеркальным отражением друг друга, т.е. они несут одинаковую информацию**. Поэтому одну из боковых полос можно удалить. Получившаяся модуляция называется однополосной (Single Side Band, SSB). В зависимости от того, какая полоса передается, различают однополосный сигнал с верхней или нижней боковой полосой (рисунок 14).

Модулятор однополосного сигнала гораздо сложнее обычного амплитудного модулятора. Сложность заключается в том, что необходимо сформировать из исходного модулирующего сигнала его квадратурное дополнение. С частотной точки зрения это означает, что каждой компоненте спектра исходного сигнала соответствует компонента в квадратурном дополнении с такой же амплитудой и сдвигом по фазе на 90° . Иными словами, каждому косинусу в исходном сигнале соответствует синус в квадратурном дополнении.

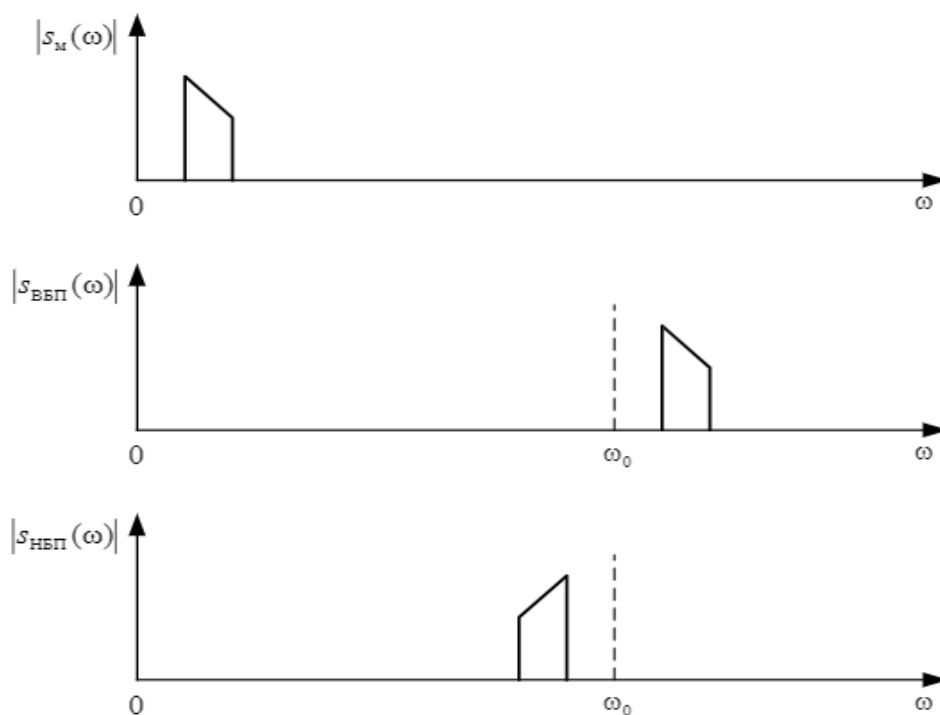


Рисунок 14 – Однополосная модуляция: спектр модулирующего сигнала (сверху), спектр однополосного сигнала с верхней боковой полосой (в центре), спектр однополосного сигнала с нижней боковой полосой (снизу)

Рассмотрим структурную схему формирователя однополосного сигнала (рисунок 15).

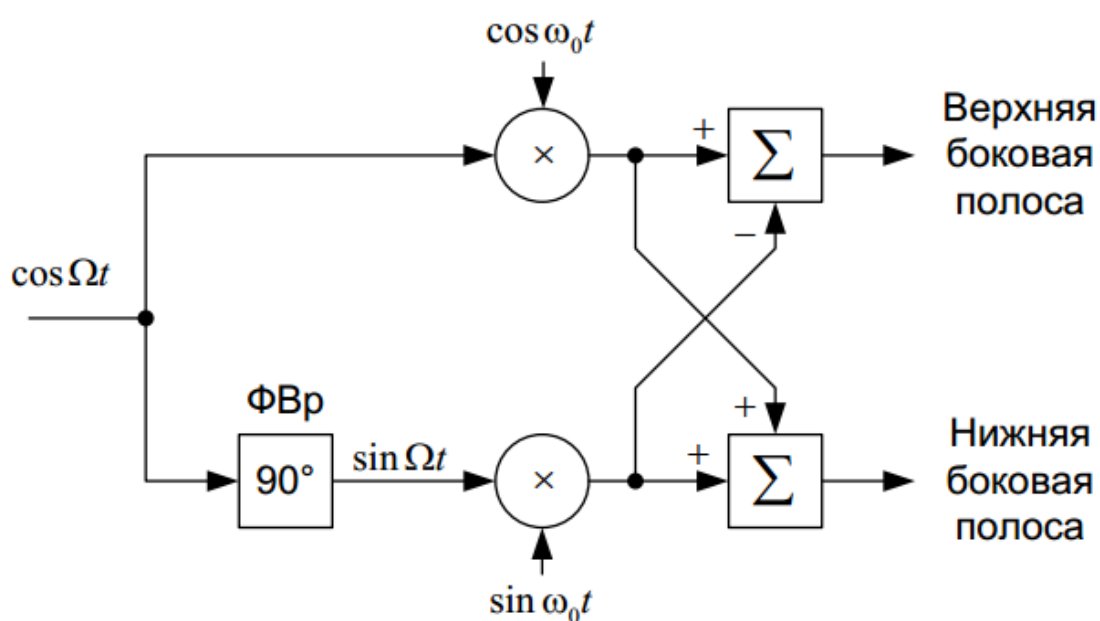


Рисунок 15 – Структурная схема формирователя однополосного сигнала

Пара квадратурных модулирующих сигналов подается на пару умножителей. На вход несущей частоты первого умножителя подается прямой сигнал, на второй умножитель подается сдвинутый на 90° . В зависимости от того вычитаются или суммируются сигналы с выходов умножителей, получается верхняя или нижняя боковая полоса:

$$\begin{aligned} s_{\text{ВБП}}(t) &= s(t)\cos\omega_0 t - s_{\perp}(t)\sin\omega_0 t = \cos(\omega_0 + \Omega)t \\ s_{\text{НБП}}(t) &= s(t)\cos\omega_0 t + s_{\perp}(t)\sin\omega_0 t = \cos(\omega_0 - \Omega)t \end{aligned} \quad (25)$$

Амплитудная огибающая однополосного сигнала не похожа на модулирующий низкочастотный сигнал. Для того чтобы убедиться в этом, возьмем в качестве модулирующего сигнала, состоящий из суммы двух гармонических сигналов (рисунок 16).

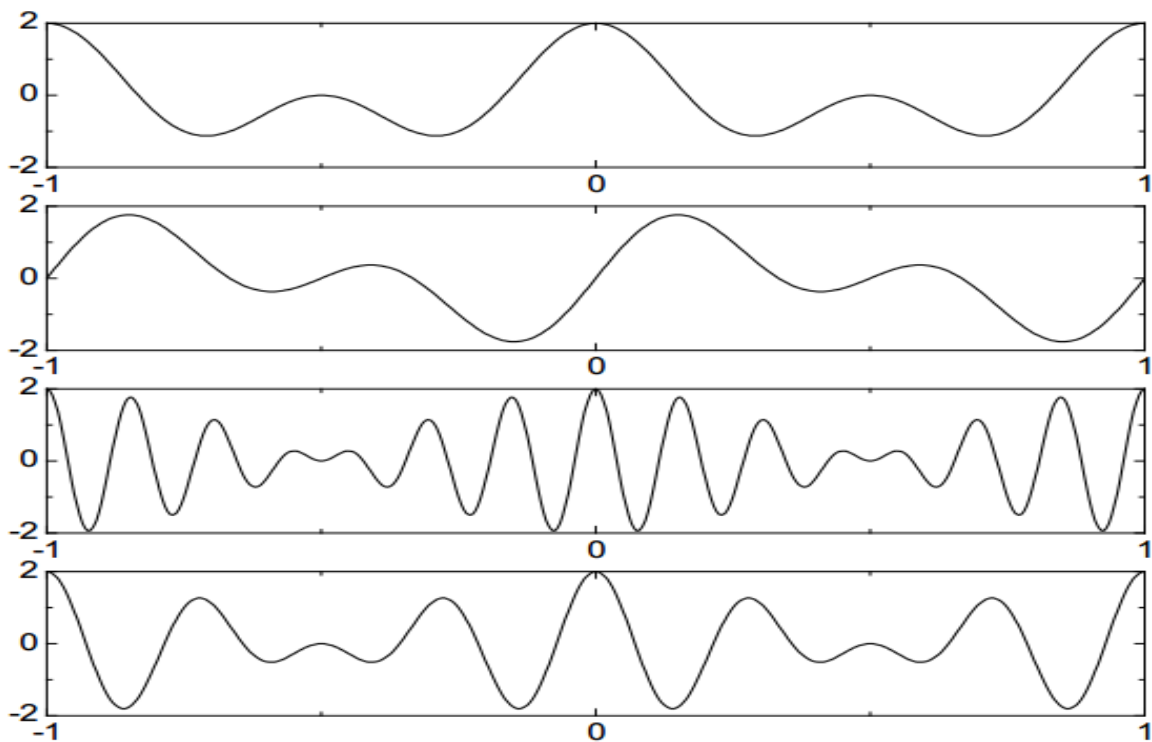


Рисунок 16 – Однополосная модуляция: модулирующий сигнал, квадратурное дополнение модулирующего сигнала, сигнал верхней боковой полосы, сигнал нижней боковой полосы

К сожалению, не существует идеального квадратурного фазовращателя. Многочисленные схемы, описанные в литературе, дают приемлемую точность фазовой характеристики в определенном диапазоне частот.

Однополосная модуляция находит широкое применение в технике профессиональной радиосвязи. Демодуляция однополосного сигнала возможна методом синхронного детектирования:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= s_{SSB}(t) \cos \omega_0 t = (x(t) \cos \omega_0 t \pm x_{\perp}(t) \sin \omega_0 t) \cos \omega_0 t = \\
 &= \frac{1}{2} x(t) + \frac{1}{2} x(t) \cos 2\omega_0 t \pm \frac{1}{2} x_{\perp}(t) \sin 2\omega_0 t.
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

Результат умножения содержит два слагаемых. Первое – модулирующий сигнал, второе – однополосный сигнал на удвоенной несущей частоте.

Искажения, возникающие при наличии фазового или частотного сдвига опорного колебания, проявляются не так, как в случае демодуляции АМ. В случае фазового сдвига опорного сигнала:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= s_{SSB}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = (x(t) \cos \omega_0 t \pm x_{\perp}(t) \sin \omega_0 t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\
 &= \frac{1}{2} (x(t) \cos \varphi \pm x_{\perp}(t) \sin \varphi) + \frac{1}{2} (x(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) \pm x_{\perp}(t) \sin(2\omega_0 t + \varphi)).
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Низкочастотная составляющая представляет собой линейную комбинацию сигнала и его квадратурного дополнения. Со спектральной точки зрения это означает фазовый сдвиг всех частотных компонент на угол φ .

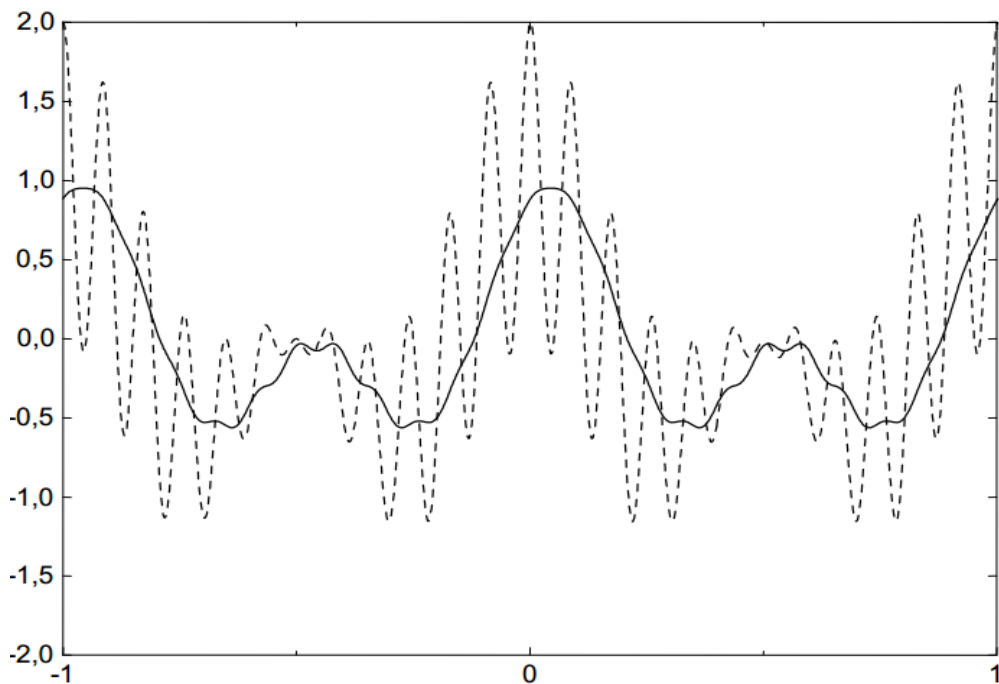


Рисунок 17 – Демодуляция однополосного сигнала: результат умножения на несущее колебание (пунктир), отфильтрованный сигнал (сплошная)

Форма сигнала при этом, конечно же, искажается. Приемлемы эти искажения или нет, зависит от характера передаваемого сигнала. Например,

человеческое ухо не чувствительно к фазовым искажениям, поэтому в речевом сигнале искажения такого рода будут незаметны.

В случае частотного сдвига опорного колебания:

$$y(t) = s_{SSB}(t) \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t = \frac{1}{2} (x(t) \cos \Delta\omega t \pm x_{\perp}(t) \sin \Delta\omega t) + \frac{1}{2} (x(t) \cos(2\omega_0 + \Delta\omega)t \pm x_{\perp}(t) \sin(2\omega_0 + \Delta\omega)t). \quad (28)$$

Низкочастотная составляющая представляет собой однопольный сигнал с несущей частотой $\Delta\omega$. С частотной точки зрения это означает сдвиг спектра на $\Delta\omega$. Это более серьезные искажения, которые приводят изменению тембра передаваемой речи. Иногда такие искажения используются преднамеренно, например, когда из мужского голоса нужно сделать детский.

4 Задание на практическую работу

Исследование амплитудно-модулированных сигналов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными 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_H, B	6	8	5	7	6	3	4	8	9	10
$f_H, кГц$	80	85	90	95	100	105	110	115	120	130
$f_M, кГц$	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
m	0,1; 0,3; 0,5; 0,6; 0,7; 0,9; 1; 1,1; 1,3; 1,5					0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 0,9; 1; 1,2; 1,5				
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U_H, B	4	8	6	3	7	9	8	6	3	10
$f_H, кГц$	50	55	60	65	70	75	80	60	80	85
$f_M, кГц$	5	8	10	15	20	26	24	16	18	20
m	0,1; 0,3; 0,5; 0,6; 0,7; 0,9; 1; 1,1; 1,3; 1,5					0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 0,9; 1; 1,2; 1,5				
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U_H, B	9	6	8	9	12	6	12	13	4	7
$f_H, кГц$	100	80	50	40	30	20	60	70	50	140
$f_M, кГц$	10	8	5	4	3	2	6	7	5	14
m	0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 0,9; 1; 1,2; 1,5					0,1; 0,3; 0,5; 0,6; 0,7; 0,9; 1; 1,1; 1,3; 1,5				

Собрать экспериментальную установку для исследования АМ сигналов, изображенную на рисунке 18.

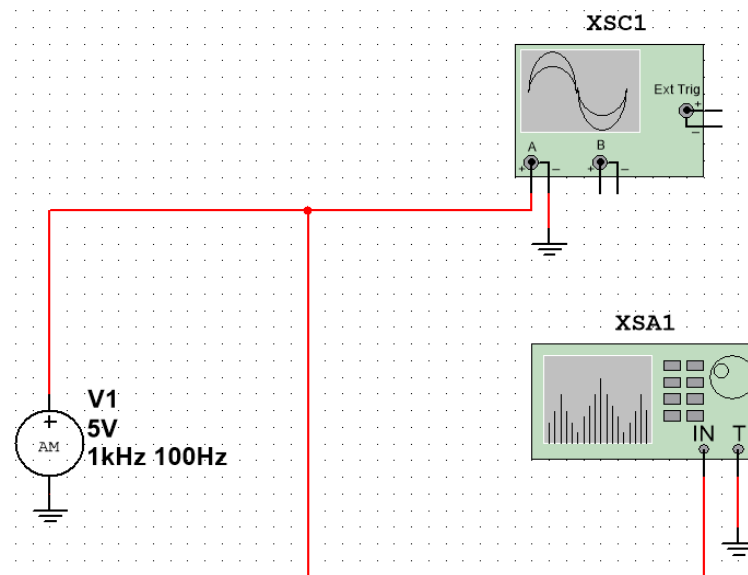


Рисунок 18 – Схема экспериментальной установки
V1 – амплитудный модулятор, XSA1 – анализатор спектра,
XSC1 – осциллограф

Для настройки амплитудного модулятора необходимо произвести двойной щелчок левой кнопкой мыши по функциональному блоку V1. Появляется диалоговое окно AM_VOLTAGE параметров амплитудного модулятора (рисунок 19).

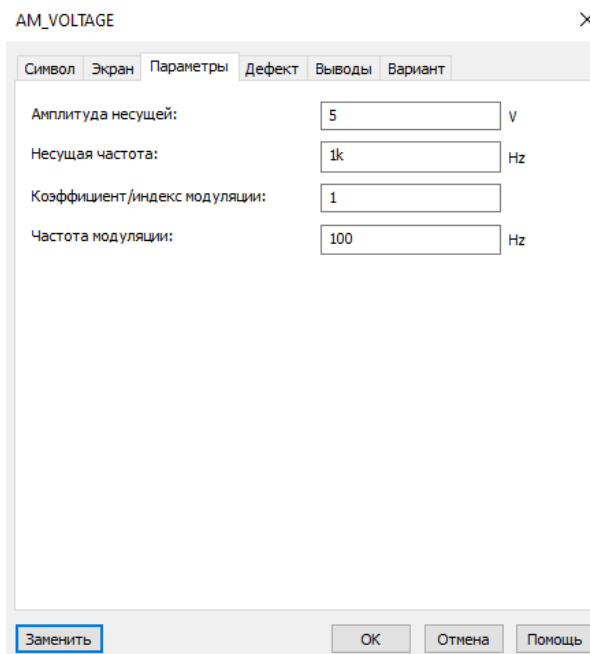


Рисунок 19 – Ввод параметров АМ напряжения

В появившемся окне панели AM_VOLTAGE во вкладке *Value (Параметры)* ввести параметры АМ напряжения:

- *Carrier Amplitude (Амплитуда несущего колебания)* – U_H , В;
- *Carrier Frequency (Частота несущего колебания)* – f_H , кГц;
- *Modulation Index (Коэффициент/индекс модуляции)* – m ;
- *Intelligence Frequency (Частота модуляции)* – f_M , кГц.

Зафиксируйте осциллограммы АМ сигналов при каждом индексе амплитудной модуляции. Сделайте вывод о форме полученного АМ сигнала.

На основе исходных данных необходимо провести теоретический расчёт максимального и минимального значения амплитуд модулированного сигнала, а также амплитуд боковых составляющих амплитудно-модулированного сигнала. **Расчёт выполнить для всех значений m !** Результаты зафиксировать в отчёте.

Определите ширину спектра АМ сигнала. Выставьте элементы регулировки анализатора спектра таким образом, чтобы корректно отобразить все спектральные составляющие АМ сигнала. Зафиксируйте спектры АМ-сигналов при каждом индексе амплитудной модуляции. **Необходимо с помощью курсоров зафиксировать значения амплитуд боковых составляющих.** Сравните полученные значения с расчетными, сделайте выводы.

Соберите схему простейшего амплитудного детектора, представленного на рисунке 20.

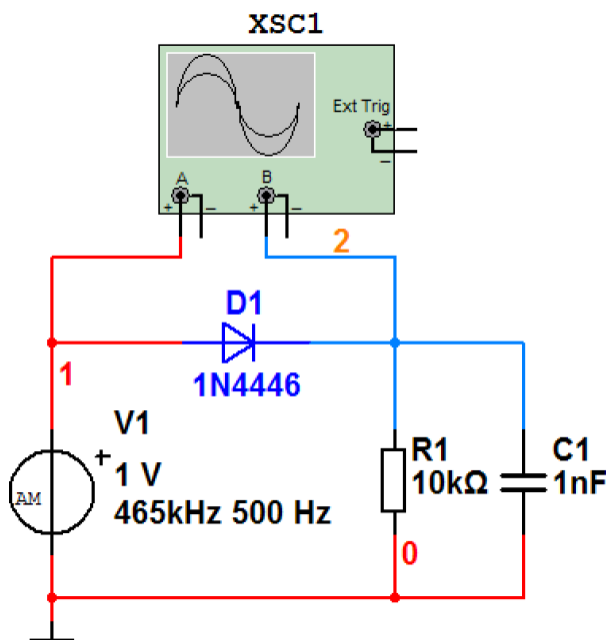


Рисунок 20 – Схема простейшего амплитудного детектора

Задайте на амплитудном модуляторе значения U_H , f_H , f_M в соответствии со своим вариантом. **Индекс модуляции для всех вариантов принять равным 0,6!!!** Рассчитайте значения $R1$ и $C1$, исходя из выражения

12. С помощью осциллографа зафиксируйте в отчёте форму сигналов на входе и выходе амплитудного детектора (рисунок 21).

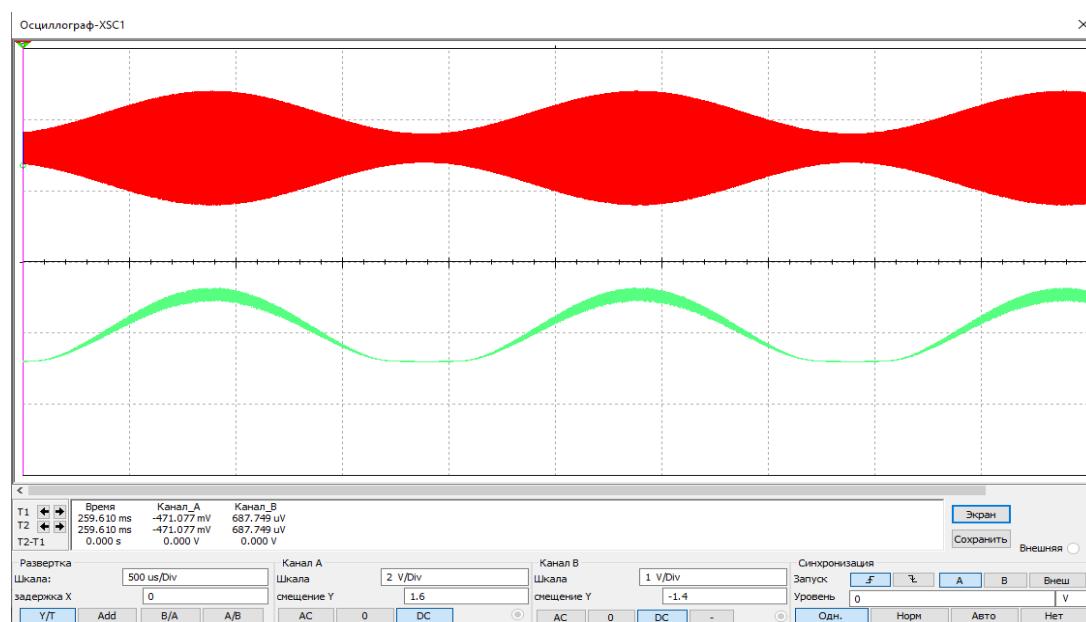


Рисунок 21 – Осциллограмма входного и выходного сигналов амплитудного детектора

В схеме (рисунок 20) постоянная составляющая напряжения на выходе такого детектора меняет режим работы диода при различной амплитуде входного сигнала, что приводит к появлению дополнительных нелинейных искажений.

Зафиксируйте значительные искажения формы низкочастотного сигнала!

В продетектированном сигнале имеется высокочастотная составляющая – неподдавленное напряжение сигнала промежуточной частоты. Высокочастотная составляющая является нежелательным продуктом на выходе детектора. Это напряжение дополнительно нагружает усилитель низкой частоты приемника, ухудшая использование усилителя для основной цели – усиления колебания с частотой модуляции. Кроме того, это высокочастотное напряжение может вызвать самовозбуждение приемника.

Таким образом, подавление высокочастотного напряжения на выходе детектора весьма желательно. Для подавления ВЧ составляющих сигнала необходимо использовать дополнительные фильтры нижних частот (ФНЧ).

Для исследования характеристик диодных детекторов ***соберите схему***, приведенную на рисунке 22, в которой выпрямитель и ФНЧ разделены.

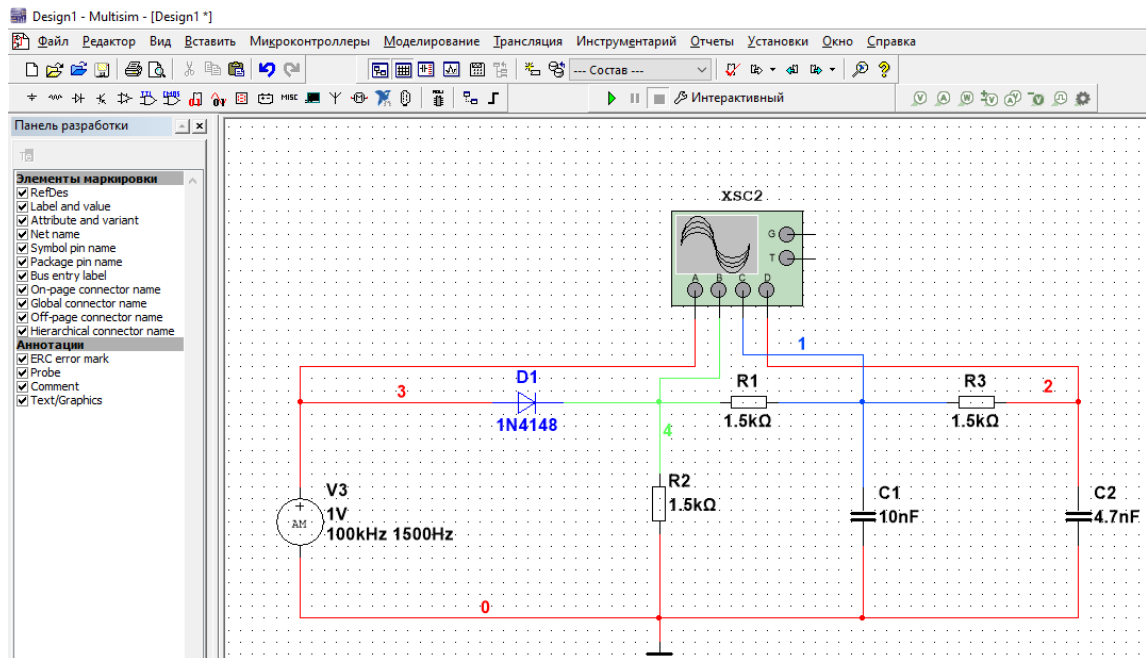


Рисунок 22 – Диодный детектор с разделенными выпрямителем и ФНЧ

Зафиксируйте осциллограммы сигналов в контрольных точках. Пример подобных осциллограмм представлен на рисунке 23.

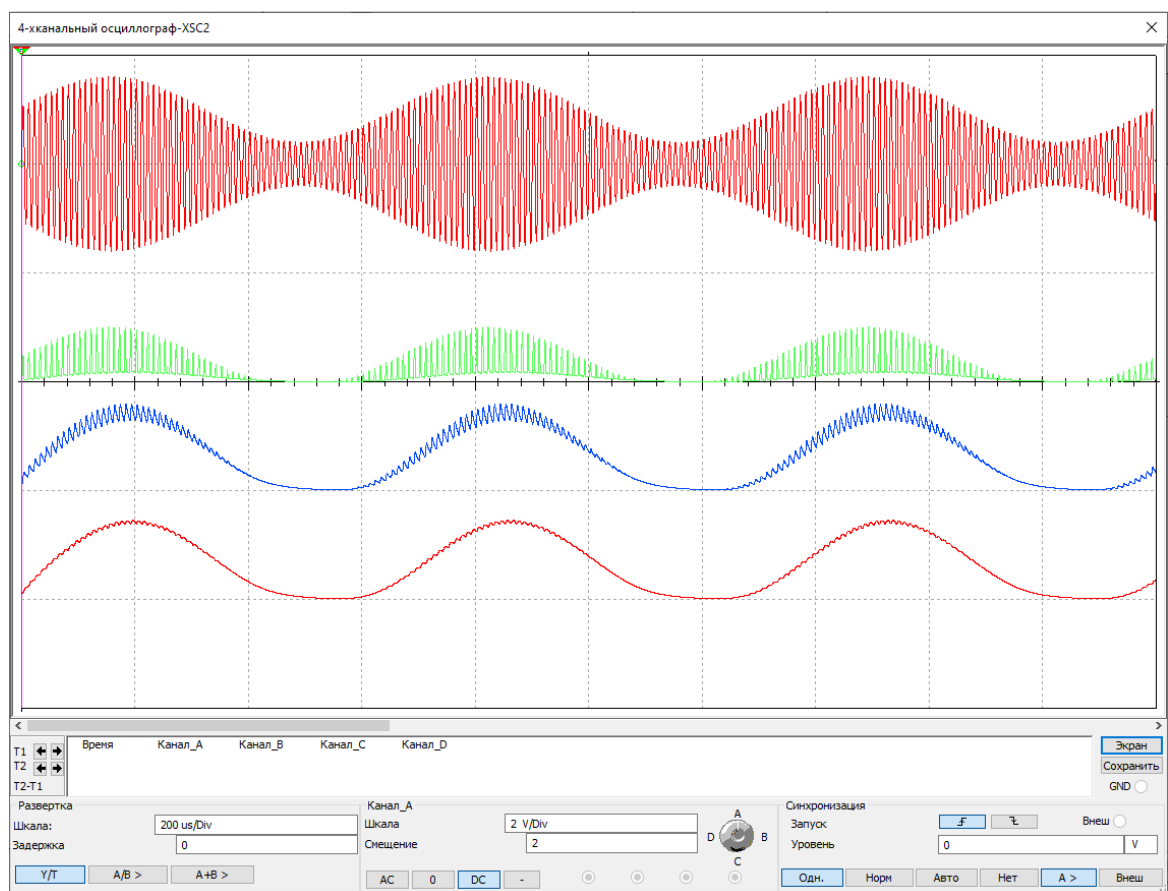


Рисунок 23 – Осциллограммы сигналов в различных точках схемы

В отчете сделайте выводы о чувствительности диодных детекторов, связи нелинейности их вольтамперной характеристики (ВАХ) на начальном участке и возникающих искажений при детектировании АМ-сигналов малых уровней.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению практической 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 6.0 Equation.

Отчёт по выполнению практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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 и 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

1. Что такое перемодуляция? К каким отрицательным последствиям может привести наличие у радиосигнала перемодуляции?
2. Как рассчитать спектр АМ-колебания при модуляции произвольным периодическим сигналом, располагая спектром модулирующего сигнала? Чем определяется в этом случае практическая ширина спектра АМ-сигнала?
3. Как расположены спектральные компоненты АМ сигнала относительно несущей частоты.
4. Покажите, что процесс модуляции связан с переносом спектра сигнала из области низких в область высоких частот?
5. Поясните связь при амплитудной модуляции огибающей сигнала с мгновенным значением низкочастотного модулирующего колебания?
6. Чем отличаются сигналы балансной модуляции от сигналов однополосной амплитудной модуляции?
7. Что такое детектирование?
8. Изобразите схему диодного детектора. Поясните работу диодного детектора соответствующими временными диаграммами.
9. С каким углом отсечки работает диод в схеме диодного детектора? От чего зависит величина этого угла?
10. Можно ли детектировать диодным детектором:
 - АМ колебания при $m > 1$;
 - АМ колебания с подавленной несущей;
 - колебания с однополосной модуляцией?
11. Какая форма ВАХ нелинейного элемента является наилучшей для получения АМ сигналов?
12. Как изменяется огибающая амплитуд, мгновенная частота и набег фазы АМ-сигнала?
13. Охарактеризуйте спектр амплитуд и фаз АМ-сигнала с тональной модуляцией. Укажите соотношение между амплитудами (фазами) несущей и боковых спектральных составляющих?
14. От каких параметров информационного сигнала зависит ширина спектра соответствующего АМ-колебания?

15. Как по осциллограмме колебания с АМ можно экспериментально оценить частоты несущей и модуляции, коэффициент амплитудной модуляции? Как те же параметры определить по спектру?

16. Дайте определение коэффициента амплитудной модуляции. Как его рассчитать при модуляции тоном?

17. Каковы предельные значения коэффициента модуляции?

7 Шкала оценивания выполненной практической 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%**.

Практическая работа №3

РАДИОСИГНАЛЫ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1 Цель работы

– исследование методов угловой модуляции при передаче непрерывных сообщений, получение осциллограмм и спектрограмм ЧМ сигнала с различными индексами и частотами модуляции, овладение практическими навыками моделирования электронных устройств с помощью программы Multisim.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической 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

Частотная модуляция (ЧМ) – вид модуляции, при котором девиация частоты $\Delta\omega(t)$ пропорциональна модулирующему сигналу $u_c(t)$:

$$\Delta\omega(t) = K_{\text{ЧМ}} u_c(t), \quad (1)$$

где $K_{\text{ЧМ}}$ – крутизна частотного модулятора, Гц/В.

Девиация частоты $\Delta\omega$ – максимальное абсолютное отклонение мгновенной частоты частотно-модулированного сигнала $\omega(t)$ от частоты несущего колебания ω_0 .

Мгновенная частота сигнала $\omega(t)$ определяется как производная от текущей фазы и равна сумме несущей частоты ω_0 и девиации частоты $\Delta\omega(t)$, изменяющейся под управлением модулирующего сигнала:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t) = \omega_0 + \frac{d}{dt} [\Delta\varphi(t)] = \omega_0 + \Delta\omega(t). \quad (2)$$

В каждый момент времени мгновенная частота сигнала имеет только одно значение, в то время как спектр сигнала может состоять из большого числа частотных составляющих.

В частном случае **тональной ЧМ**, когда $u_c(t) = U_c \cos \Omega t$ девиация частоты равна:

$$\Delta\omega(t) = K_{\text{ЧМ}} U_c \cos \Omega t = \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t, \quad (3)$$

тогда мгновенная частота равна:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t, \quad (4)$$

а полная фаза:

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t \omega_0 dt + \int_0^t \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_0 t + M_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t.$$

Здесь $M_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega_{\text{max}}/\Omega$ – **индекс частотной модуляции** – **отношение девиации частоты к частоте модулирующего сигнала**, который имеет физический смысл части девиации частоты $\Delta\omega_{\text{max}}$, приходящейся на единицу частоты модулирующего сигнала Ω .

Для описания модулированных колебаний удобно использовать квазигармоническую форму:

$$u(t) = U_0(t) \cos \Phi(t), \quad (5)$$

где $\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\phi(t) + \phi_0$ – текущая фаза; $\Delta\phi(t)$ – девиация (отклонение) фазы; ϕ_0 – начальная фаза.

Подставив выражение (4) в выражение (5), получим **выражение для описания частотно-модулированных сигналов**:

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + M_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t]. \quad (6)$$

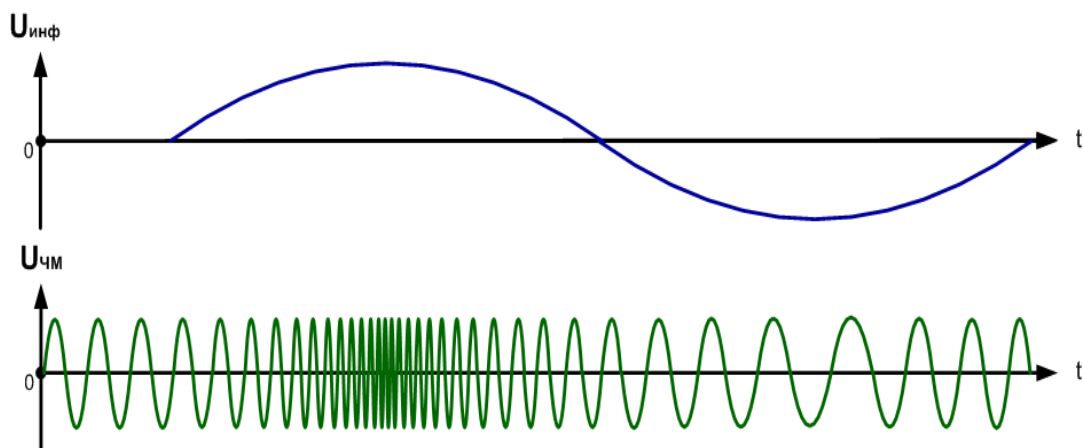


Рисунок 1 – Исходный информационный сигнал (сверху) и соответствующий ему частотно-модулированный сигнал (снизу)

Фазовая модуляция (ФМ) – вид модуляции, при которой девиация фазы пропорциональна модулирующему сигналу $u_c(t)$:

$$\Delta\varphi(t) = K_{\text{ФМ}} u_c(t), \quad (7)$$

где $K_{\text{ФМ}}$ – константа, характеризующая работу модулятора.

Для частного случая – **тональной ФМ**, когда в качестве модулирующего сигнала используется гармонический сигнал низкой частоты $u_c(t) = U_c \cos \Omega t$, где $\Omega \ll \omega_0$, девиация фазы согласно (3) равна:

$$\Delta\varphi(t) = K_{\text{ФМ}} U_c \cos \Omega t = M_{\text{ФМ}} \cos \Omega t, \quad (8)$$

где $M_{\text{ФМ}} = K_{\text{ФМ}} U_c = \Delta\varphi_{\text{max}}$ – **индекс фазовой модуляции**, имеющий смысл максимальной девиации фазы. Подставив (8) в (6), получим **выражение для описания фазомодулированных сигналов**:

$$u_{\text{ФМ}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + M_{\text{ФМ}} \cos \Omega t]. \quad (9)$$

В выражении (9) и далее полагается, что $\varphi_0 = 0$.

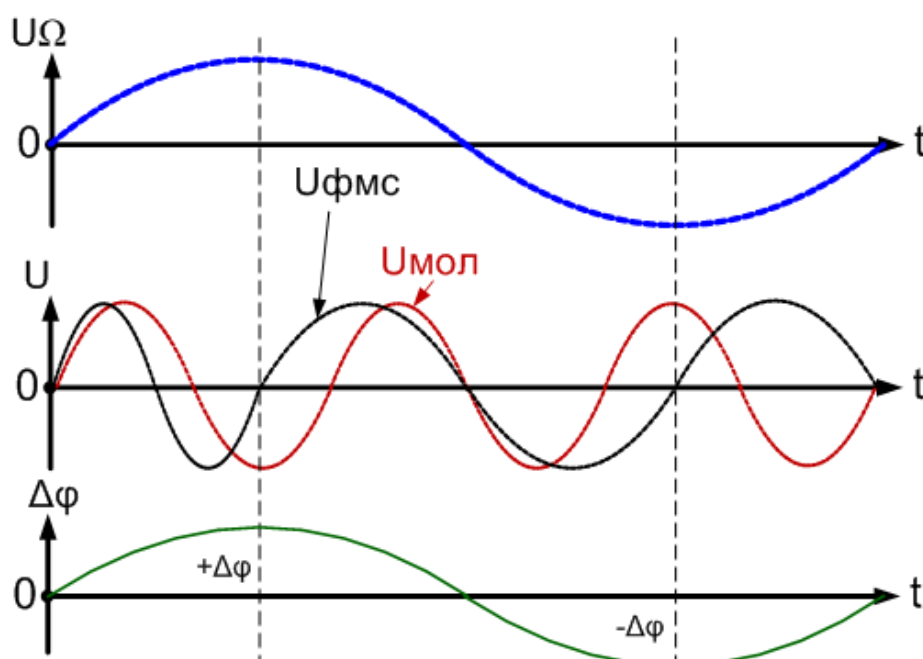


Рисунок 2 – Модулирующее напряжение U_Ω (верхний рисунок), фазомодулированное колебание $U_{\text{ФМс}}$ и колебание несущей частоты $U_{\text{мол}}$ (средний рисунок), изменение фазы $\Delta\varphi$ (нижний рисунок)

Из рисунка 2 видно, что во время положительного полупериода модулирующего напряжения U_Ω фазомодулированное колебание опережает по фазе колебание несущей частоты (частоты, соответствующей режиму молчания). В отрицательный полупериод модулирующего напряжения фазово-

модулированное колебание отстаёт по фазе то колебания средней (несущей) частоты. Видно, что в фазомодулированном сигнале меняется не только фазовая составляющая, но и частота, т.е. **фазовая модуляция сопровождается частотной модуляцией**.

При **фазовой модуляции (ФМ)** начальная фаза меняется по закону первичного сигнала, следовательно, **мгновенная частота меняется по закону его производной**.

При **частотной модуляции (ЧМ)** в соответствии с первичным сигналом меняется мгновенная частота, значит, **начальная фаза меняется, как интеграл первичного сигнала**.

Из сопоставления выражений (6) и (9) для **тональных ФМ и ЧМ** следует, что **они отличаются только начальной фазой**, что даёт основание рассматривать их как **одно общее колебание с угловой модуляцией (УМ)**:

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m \sin \Omega t]. \quad (10)$$

По общему виду математического выражения для сигнала с угловой модуляцией нельзя сказать, какая модуляция реализована – фазовая или частотная, если не известен модулирующий сигнал.

Данное выражение описывает сигнал с фазовой модуляцией, если модулирующий сигнал $s(t) = U_c \sin \Omega t$, и сигнал с частотной модуляцией, если модулирующий сигнал $s(t) = U_c \cos \Omega t$.

Также ответить на вопрос можно, если рассмотреть графики зависимостей $m(\Omega)$ и $\Delta\omega(\Omega)$ (рисунок 3).

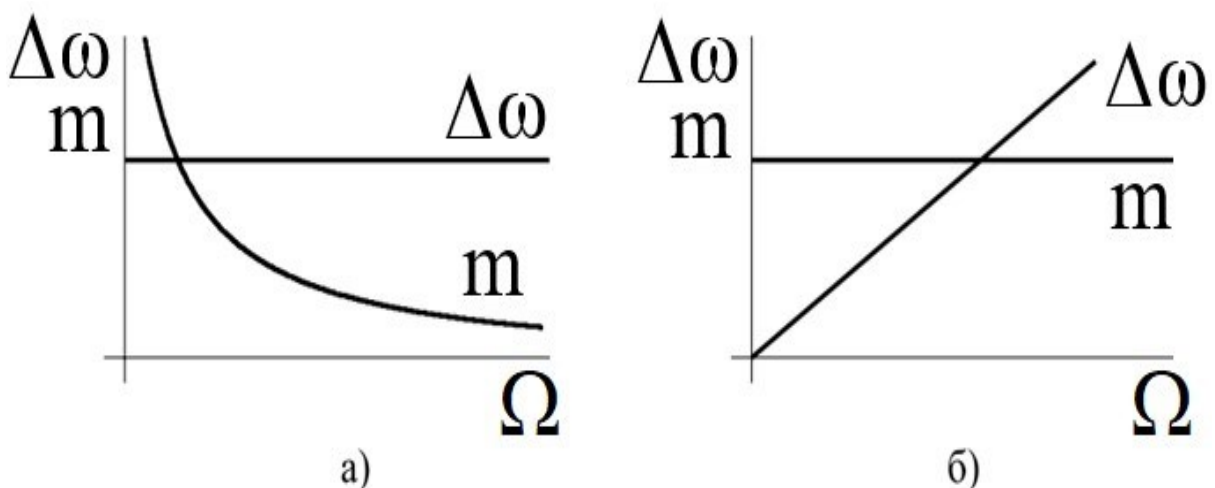


Рисунок 3 – Графики зависимостей девиации частоты $\Delta\omega$ и индекса угловой модуляции m от частоты модулирующего сигнала Ω :

а – при частотной модуляции; б – при фазовой модуляции

При фазовой модуляции график $m(\Omega)$ – прямая, параллельная оси абсцисс, график $\Delta\omega(\Omega)$ – прямая, проходящая через начало координат с углом наклона к оси абсцисс, зависящим от амплитуды U_c модулирующего сигнала. При частотной модуляции график $m(\Omega)$ – равносторонняя гипербола с центром в начале координат, график $\Delta\omega(\Omega)$ – прямая, параллельная оси абсцисс.

Представим выражение (10) в комплексной форме (аналитический сигнал):

$$u_{\text{YM}}(t) = U_0 e^{j[\omega_0 t + m \sin \Omega t]} = U_0 e^{j\omega_0 t} \cdot e^{jm \sin \Omega t}. \quad (11)$$

Последний сомножитель в этом выражении является периодической функцией времени. Разложим его в ряд Фурье:

$$e^{jm \sin \Omega t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) e^{jk \Omega t}. \quad (12)$$

Коэффициентами разложения являются функции Бесселя первого рода k -го порядка от индекса модуляции m (рисунок 4).

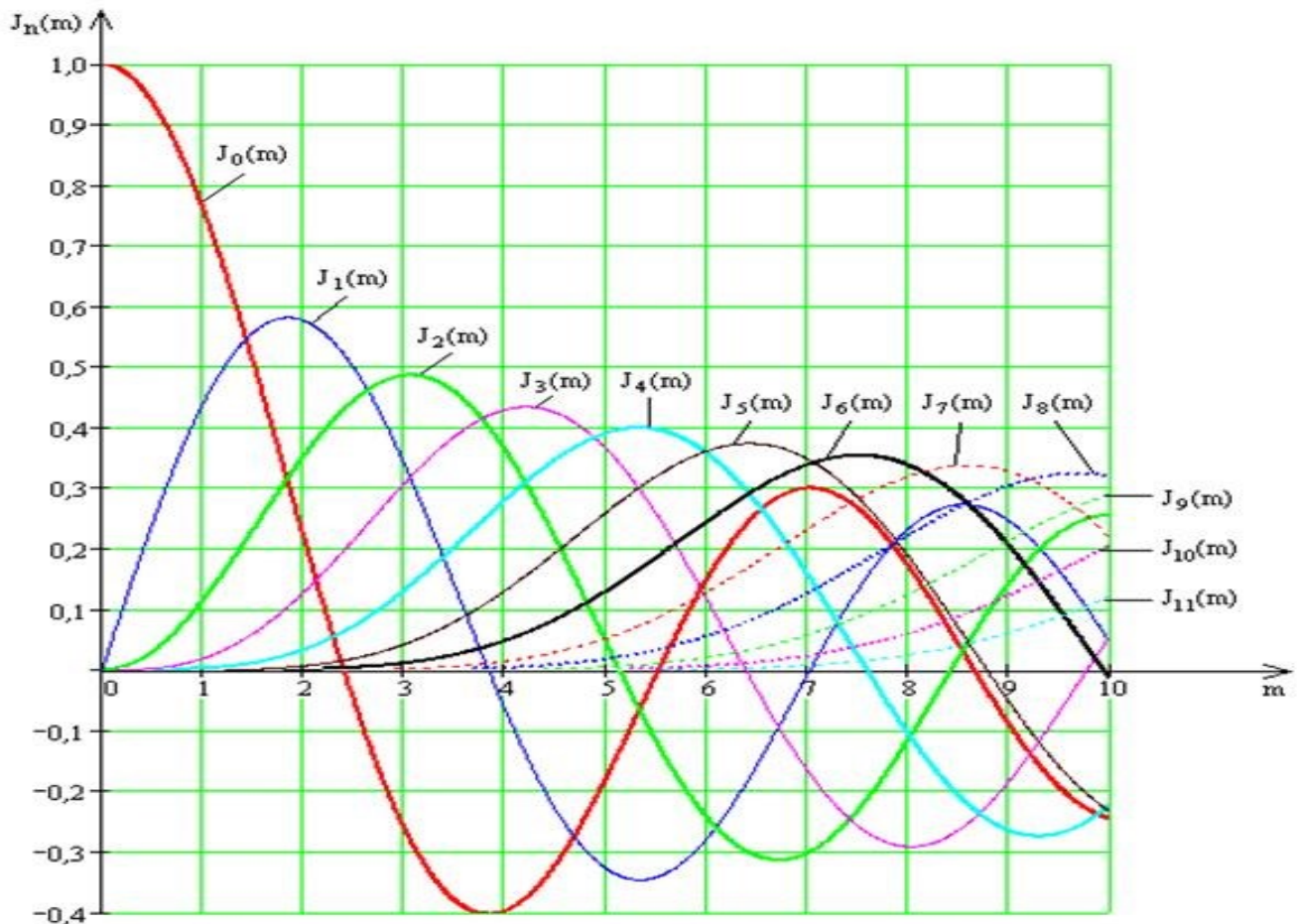


Рисунок 4 – Функция Бесселя для $M \geq 0$.

Таблица 1 – Значения Функций Бесселя при различных индексах m

m	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$	$J_4(m)$	$J_5(m)$	$J_6(m)$	$J_7(m)$	$J_8(m)$
1	+0,765	+0,440	+0,115	+0,020	+0,002	+0,000	+0,000	+0,000	+0,000
2	+0,224	+0,577	+0,353	+0,129	+0,034	+0,007	+0,001	+0,000	+0,000
3	−0,260	+0,339	+0,486	+0,309	+0,132	+0,043	+0,011	+0,003	+0,000
4	−0,397	−0,066	+0,364	+0,430	+0,281	+0,132	+0,049	+0,015	+0,004
5	−0,178	−0,328	+0,047	+0,365	+0,391	+0,261	+0,131	+0,053	+0,018
6	+0,151	−0,227	−0,243	+0,115	+0,358	+0,362	+0,246	+0,130	+0,056
7	+0,300	−0,005	−0,301	−0,168	+0,158	+0,348	+0,339	+0,234	+0,128

Подставив (12) в (11), получим:

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) e^{j[\omega_0 + k\Omega]t}. \quad (13)$$

Взяв вещественную часть от этого выражения, перейдем от комплексной записи к канонической форме квазигармонического колебания:

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (14)$$

Из этого выражения видно, что амплитудный спектр модулированного колебания состоит из бесконечного числа спектральных линий, расположенных на частотной оси с равномерным шагом, кратным Ω . Амплитуды спектральных линий определяются произведением амплитуды несущего колебания $U_{\text{н}}$ на соответствующие значения функции Бесселя – $U_{\text{н}}J_k(m)$.

Анализ выражения (14) позволяет сделать следующие выводы:

1. Спектр сигнала с угловой модуляцией состоит из составляющей на несущей частоте и бесконечного числа боковых составляющих с частотами $\omega_0 \pm k\Omega$, расположенных симметрично относительно несущей частоты (рисунок 5).

2. Амплитуды составляющих спектра зависят не только от амплитуды $U_{\text{н}}$ несущего колебания, но и от значений бесселевых функций при индексе угловой модуляции m данного сигнала. Характер изменения бесселевых функций таков (рисунок 4), что при определенных значениях m возможно отсутствие в спектре сигнала составляющей на несущей частоте ($m \approx 2,4$; $m \approx 5,5$), составляющих на частотах $\omega_0 \pm \Omega$ ($m \approx 3,9$; $m \approx 7,1$), составляющих на частотах $\omega_0 \pm 2\Omega$ ($m \approx 5,2$; $m \approx 8,4$) и т. д.

Составляющие с нечетными номерами и частотами $\omega_0 - k\Omega$ находятся в противофазе с составляющими, имеющими такие же номера и частоты $\omega_0 + k\Omega$.

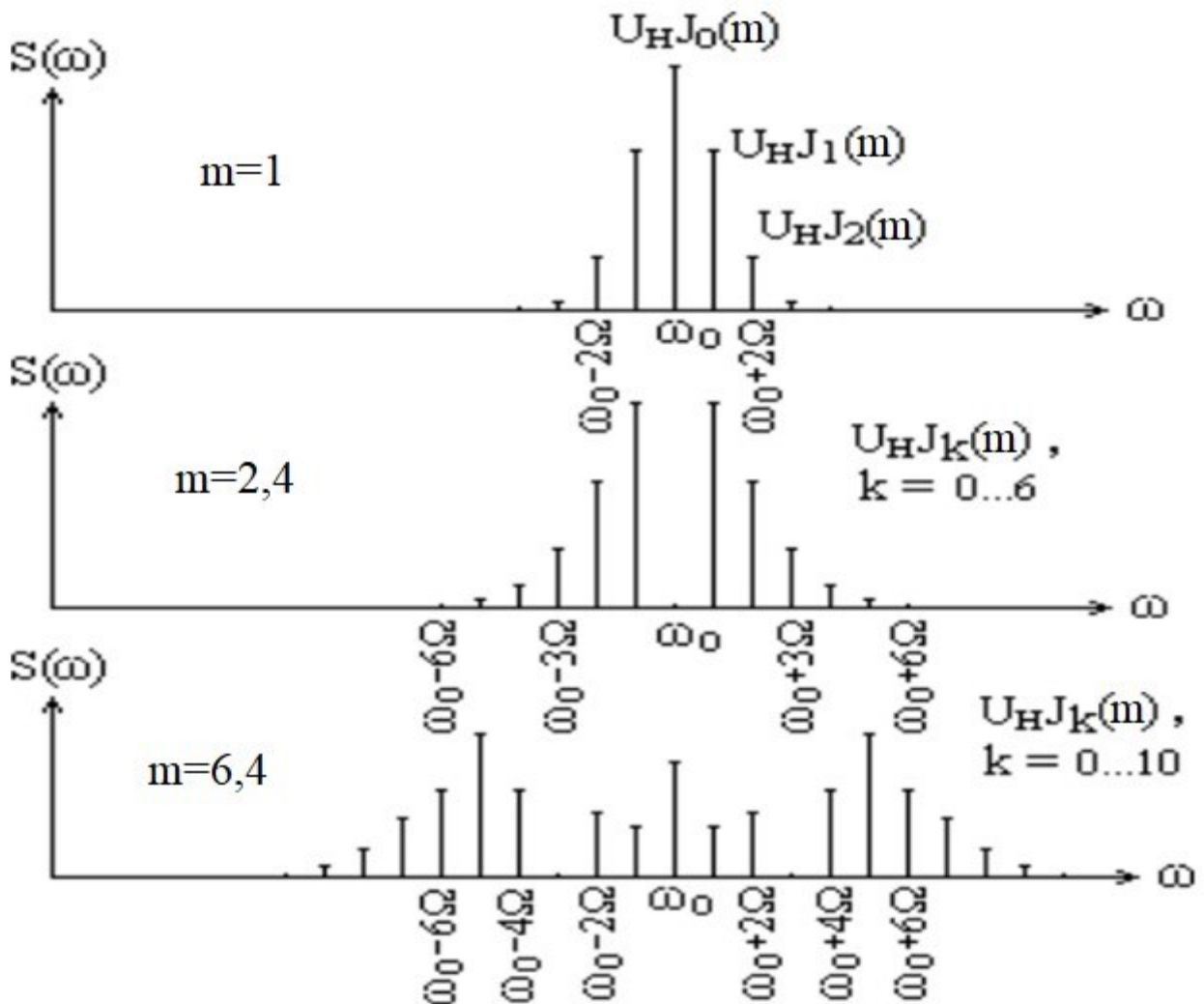


Рисунок 5 – Спектры сигналов с угловой модуляцией при различных m

Практическая ширина спектра сигнала с УМ ограничивается составляющими с относительной амплитудой более 0,1 (относительная мощность больше 1%). Номер такой составляющей ($k_{гр}$) находится из выражения:

$$J_{k_{гр}}(k_{гр} - 1) > 0,1. \quad (15)$$

Аргументом функции Бесселя является индекс модуляции m , следовательно, $k_{гр} - 1 = m$, откуда:

$$k_{гр} = m + 1. \quad (16)$$

Составляющая спектра с номером $k_{гр} + 1$ имеет относительную амплитуду менее 0,1, т.е. окажется за пределами практической ширины спектра.

Выражение (16) позволяет по индексу модуляции m оценить число спектральных линий в практической ширине спектра. Так, например, при $m=3,2$ граничное значение $k_{гр}=4$ (ближайшее целое число). Следовательно, в спектре такого сигнала должны быть несущая и четыре пары боковых частот. Эти результаты легко проверить по графикам бесселевых функций (рисунок 4). Действительно, четвертая пара боковых имеет относительную амплитуду $J_4(3,2)=0,16$, т.е. находится в пределах практической ширины спектра, а следующая пятая пара боковых имеет относительную амплитуду $J_5(3,2)=0,04$, т.е. находится за пределами этой полосы (рисунок 6).

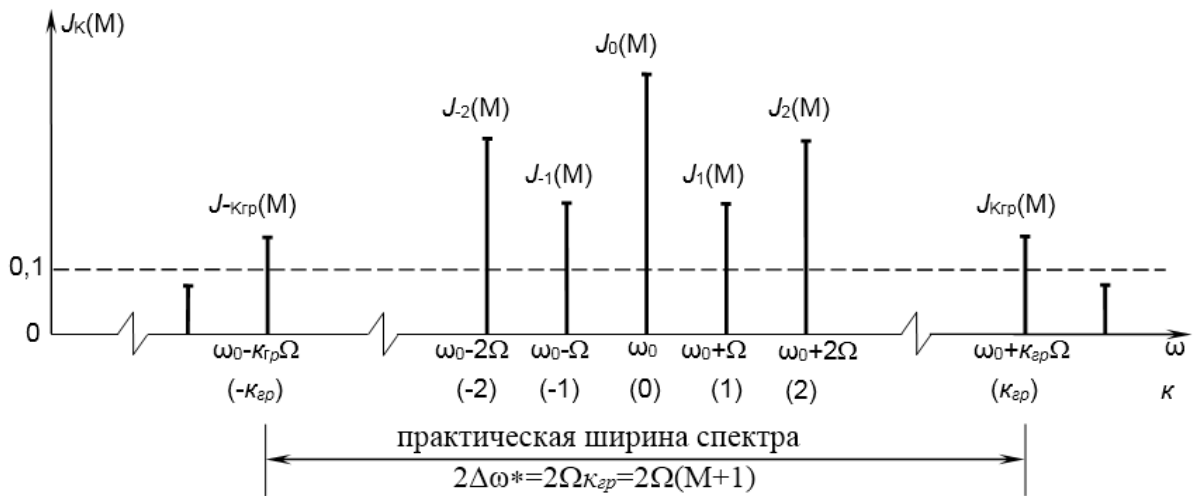


Рисунок 6 – К определению практической ширины спектра при угловой модуляции

Из рисунка 6 следует, что практическая ширина спектра $F_{пр}=2\Delta\omega=2\Omega(m+1)$. Необходимо отметить, что здесь отложены относительные амплитуды $J_k(m)$, для построения амплитудного спектра все составляющие следует умножить на $U_H = \text{const}$.

Для **фазовой модуляции** $m=M_{ФМ}$, так как $M_{ФМ}=\Delta\varphi_{\max}$ и зависит от амплитуды модулирующего сигнала U_c , поэтому практическая ширина спектра при ФМ равна:

$$F_{пр}=2\Delta\omega_{(ФМ)}=2\Omega(M_{ФМ}+1) \quad (17)$$

и зависит как от частоты, так и от амплитуды модулирующего сигнала.

Для **частотной модуляции** $m=M_{ЧМ}=\Delta\omega_{\max}/\Omega$, где $\Delta\omega_{\max}$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала U_c , следовательно, практическая ширина спектра при ЧМ равна:

$$F_{пр} = 2\Delta\omega_{(ЧМ)} = 2\Omega \left(\frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} + 1 \right) = 2\Delta\omega_{\max} + 2\Omega. \quad (18)$$

Обычно $\Delta\omega_{\max} \gg \Omega$ и $2\Delta\omega_{(ЧМ)} \cong 2\Delta\omega_{\max}$, т.е. при ЧМ практическая ширина спектра зависит от амплитуды и почти не зависит от частоты модулирующего сигнала Ω . Следовательно, **практическая ширина спектра ЧМ сигнала значительно меньше, чем для ФМ сигнала при тех же параметрах модуляции, что и определило широкое использование ЧМ в радиовещании и связи.**

Выходная мощность передатчика с УМ на некоторой нагрузке R_H может быть найдена как сумма мощностей, отдельных составляющих спектра:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых}} &= P(\omega_0) + P(\omega_0 + \Omega) + P(\omega_0 - \Omega) + P(\omega_0 + 2\Omega) + \dots = \\ &= \frac{U_0^2}{2R_H} [J_0^2(m) + J_1^2(m) + J_{-1}^2(m) + J_2^2(m) + \dots] = P_0. \end{aligned} \quad (19)$$

Здесь $U_0^2/2R_H = P_0$ – мощность гармонического (немодулированного) сигнала, а сумма в квадратных скобках, согласно свойству 4 бесселевых функций, равна единице. Следовательно, **мощность передатчика с угловой модуляцией остается постоянной независимо от параметров модуляции.** В этом отношении ЧМ и ФМ выгодно отличаются от АМ, для которой выходная мощность передатчика меняется в больших пределах (например, при максимальной глубине модуляции $M_{AM}=1$, мощность передатчика АМ меняется от нуля до $4P_0$).

В спектрах ЧМ сигналов нет низкочастотной составляющей, соответствующей исходному модулирующему сигналу. Для того чтобы восстановить сигнал сообщения необходимо осуществить **детектирование** – процесс, обратный модуляции.

Детектирование, как и модуляция, – нелинейное преобразование сигнала.

Нелинейный элемент обогащает спектр выходного сигнала новыми спектральными компонентами, а фильтр выделяет низкочастотные компоненты. **В качестве нелинейных элементов при детектировании можно использовать транзисторы и полупроводниковые диоды**, чаще всего используются последние.

При детектировании ЧМ сигнала напряжение на выходе частотного детектора (ЧД) должно воспроизводить закон изменения мгновенной частоты входного сигнала. Поэтому для идеального ЧД:

$$U_{\text{вых}}(t) = S_{\text{чд}}(t)\Delta f(t), \quad (20)$$

где $S_{\text{чд}}$ – крутизна характеристики ЧД.

При этом предполагается, что $\Delta f(t)$ и $U_{\text{вых}}(t)$ являются «медленными» функциями времени. В отличие от амплитудного детектора, для образования частот сообщения (низкочастотной компоненты) одного лишь нелинейного элемента недостаточно: нелинейность диода проявляется при изменении действующего на него напряжения, а не при изменении частоты. Поэтому для осуществления ЧМ детектирования требуются дополнительные преобразования.

Существует два класса ЧД: в одних детекторах ЧМ сигналы с помощью колебательного контура преобразуются в АМ сигналы, а потом детектируются, в других (дискриминатор, детектор отношений) – при детектировании ЧМ сигналов используется зависимость от частоты в колебательном контуре разности фаз между током и напряжением.

Рассмотрим процесс детектирования высокочастотных ЧМ сигналов на примере некоторых схем ЧД первого типа. В этих детекторах используются:

- амплитудный ограничитель ЧМ сигнала;
- избирательная линейная цепь, преобразующая частотную модуляцию в амплитудную;
- амплитудный детектор.

АО ЧМ сигнала позволяет устранять нежелательные изменения амплитуды высокочастотного колебания, возникающие вследствие воздействия помех на радиосигнал при передаче ЧМ сигналов через избирательные цепи, при относительном изменении положения передатчика и приёмника ЧМ сигнала и т. д., и представляет собой сочетание нелинейного элемента и избирательной нагрузки. В качестве линейной цепи можно использовать любую электрическую цепь, обладающую неравномерной частотной характеристикой: RL-, RC- фильтры, колебательные контуры и т.д. Наибольшее применение получили колебательные цепи.

Самой простой является схема, в которой ЧМ сигнал с несущей f_0 подаётся на колебательный контур с частотой резонанса $f_p = f_0$ (рисунок 7).

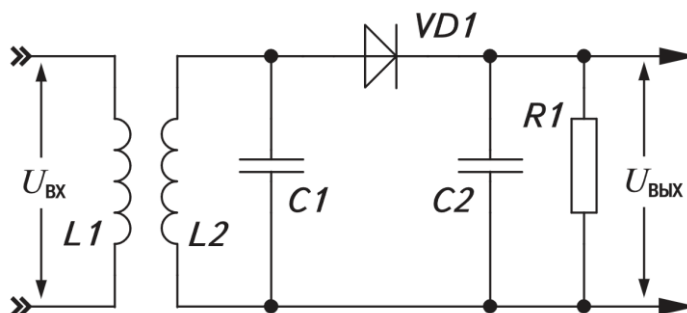


Рисунок 7 – Схема простейшего одноконтурного частотного детектора

Добротность контура выбирается таким образом, чтобы при удвоенной девиации частоты рабочий участок амплитудно-частотной характеристики был линейным. В этом случае при изменении частоты ЧМ сигнала амплитуда напряжения на контуре $U_k(t)$ будет изменяться во времени в соответствии с законом модуляции $f(t)$ (рисунок 8).

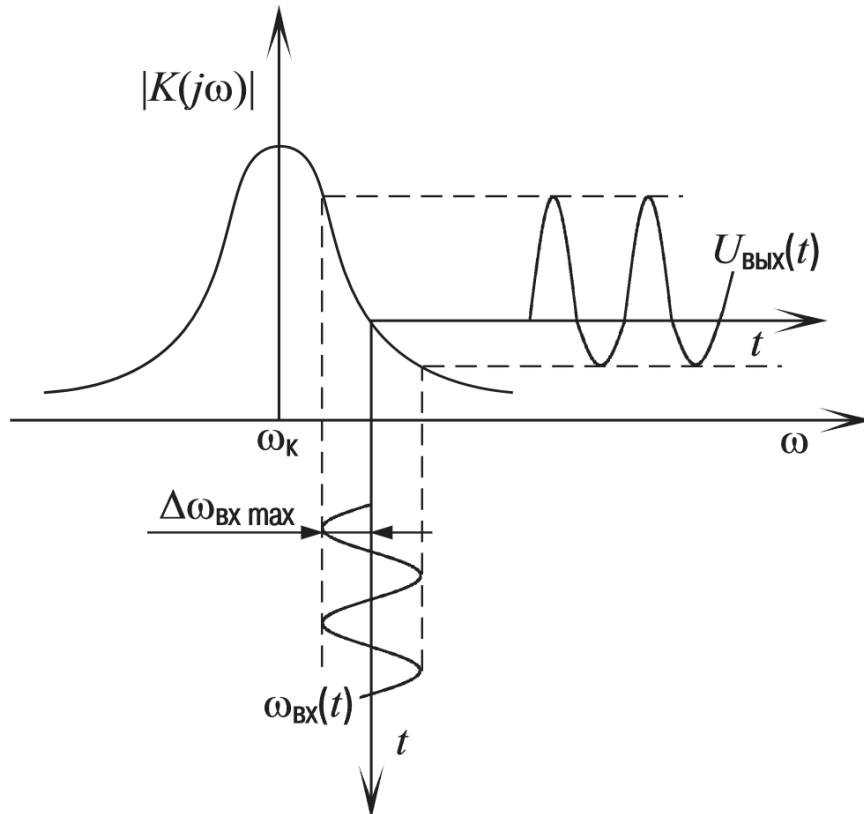


Рисунок 8 – К объяснению принципа работы простейшего ЧД

Получившийся сигнал с изменяющейся амплитудой детектируется амплитудным детектором с RC-фильтром (рисунок 9).

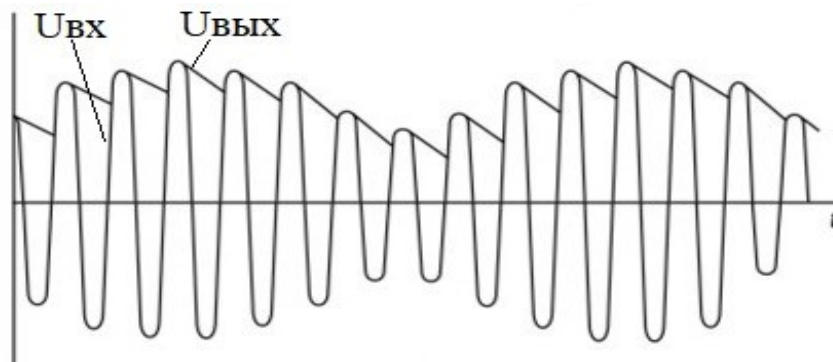


Рисунок 9 – Входной и выходной сигналы амплитудного детектора

Недостатком этой схемы является необходимость настройки контура на частоту, отличную от несущей ЧМ сигнала. Кроме того, резонансная

кривая одиночного контура имеет небольшой линейный участок на скате характеристики. Из-за нелинейности склона резонансной кривой такие детекторы имеют большие нелинейные искажения.

В некоторой степени устранить этот недостаток позволяет схема дифференциального ЧД (рисунок 10).

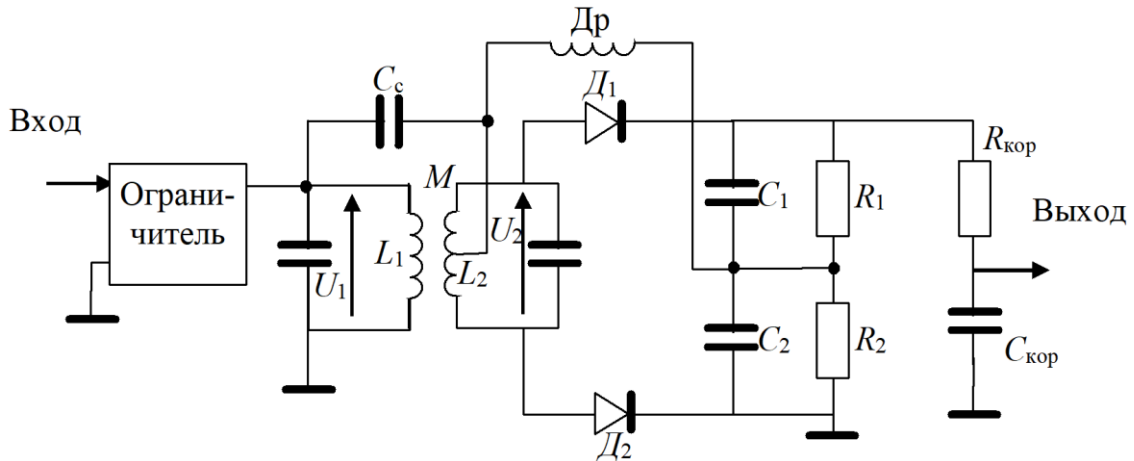


Рисунок 10 – Дифференциальный частотный детектор

Содержит преобразователь ЧМ в АМ на двух связанных контурах, настроенных на частоту несущей f_0 . Он также чувствителен к паразитной амплитудной модуляции, поэтому ему должен предшествовать амплитудный ограничитель. При этом сигнал на входе ограничителя должен быть усилен до 2...5 В. Связанные контуры с цепью связи через емкость C_c , подающей выходные напряжение транзистора на среднюю точку второго контура, образуют преобразователь вида модуляции. К диоду D_1 подводится напряжение $U_{D1} = U_1 + U_2 / 2$, а к диоду D_2 $U_{D2} = U_1 - U_2 / 2$, т.к. диоды одинаковые и обеспечивают коэффициент передачи k_D , то $U_{вых} = (U_{D1} - U_{D2}) k_D$.

Векторные соотношения для напряжений на диодах представлены на рисунке 11.

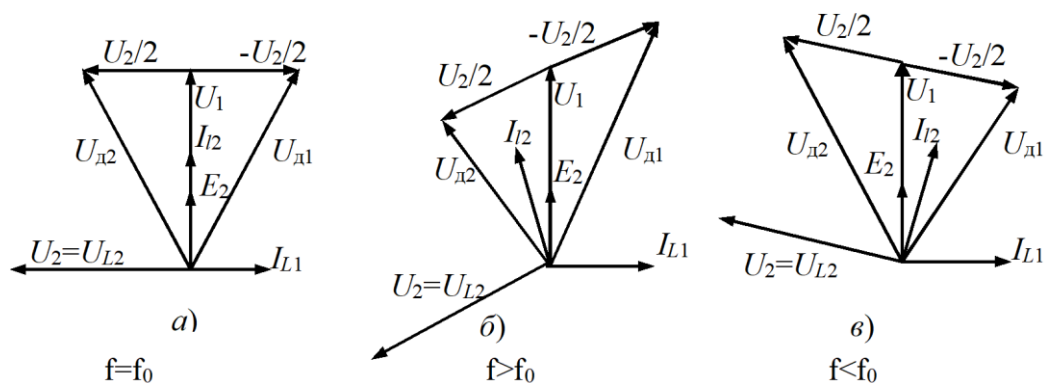


Рисунок 11 – Векторные соотношения для напряжений на диодах

Ток I_{L1} отстает от U_1 на 90° . ЭДС E_2 , наводимая во втором контуре, опережает I_{L1} на 90° . Второй контур для ЭДС E_2 , является последовательным. На резонансной частоте f_0 ток I_{L2} находится в фазе с E_2 , а напряжение на индуктивности $U_{L2} = U_2$ опережает ток I_{L2} на 90° . $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$ равны по абсолютной величине (рисунок 11, а). При частоте сигнала f выше частоты f_0 настройки контуров диаграмма принимает вид (рисунок 11, б). При этом $U_{Д1} > U_{Д2}$ и $U_{\text{вых}} > 0$. Для $f < f_0$ $U_{\text{вых}} < 0$. (рисунок 11, в).

Разность напряжений на детекторах можно представить в виде

$$|U_{Д1} - U_{Д2}| = U_1 \gamma(\alpha, \beta),$$

где $\gamma(\alpha, \beta)$ – функция обобщенной расстройки сигнала; $\alpha = 2Q(\Delta f/f_0)$ – относительная частота; Q – добротность контура; $\beta = \frac{M}{Q\sqrt{L_1 L_2}}$ – параметр связи контуров.

Согласно Н.И. Чистякову, функция γ имеет вид:

$$\gamma = \frac{\sqrt{4 + (\beta + 2\alpha)^2} - \sqrt{4 + (\beta - 2\alpha)^2}}{2\sqrt{(1 + \alpha^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}.$$

Графически она показана на рисунке 12 и представляет форму полуветвей статической характеристики детектирования дифференциального частотного детектора.

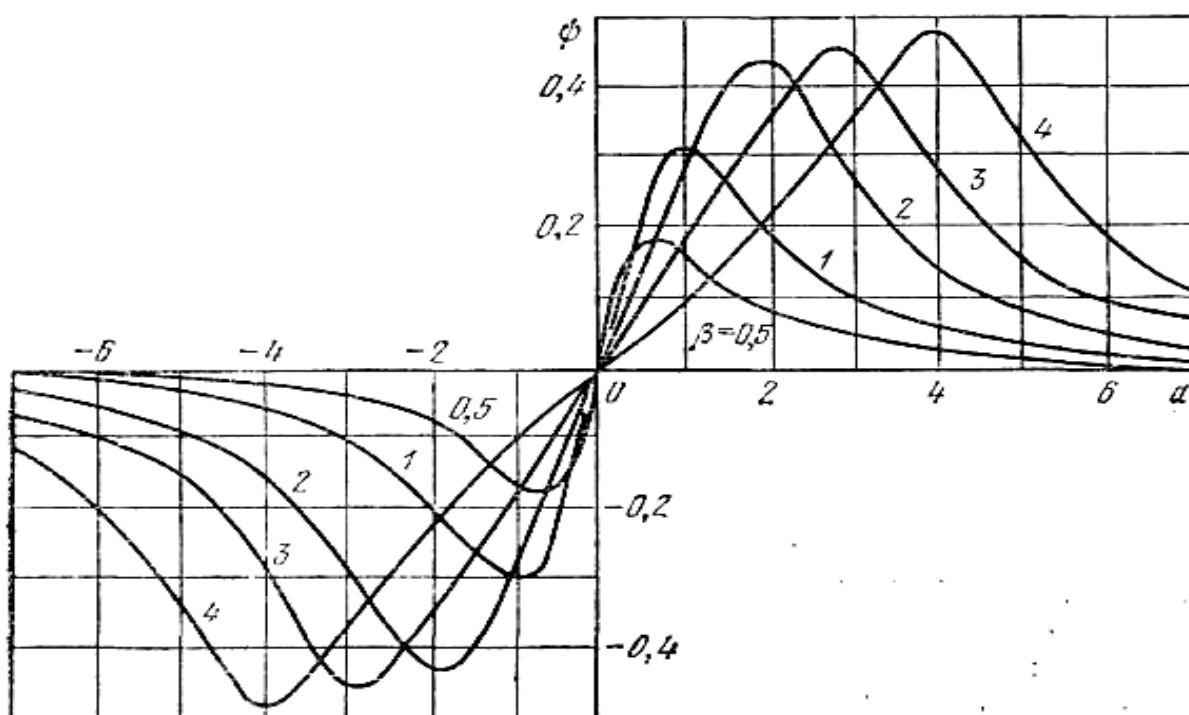


Рисунок 12 – Семейство характеристик двухконтурного ЧД

Крутизна характеристик максимальна при $\beta=0,8$, но уменьшается не более, чем на 2,5% в интервале $0,6<\beta<1,25$. Обычно выбирают $\beta\approx 1$. Тогда высокая крутизна сочетается с хорошей линейностью. Чтобы коэффициент нелинейных искажений не превышал 5%, выбирают $\alpha_{\max}\leq 0,5\beta$. На основании изложенного можно определить $\alpha_{\max}$ и Q . Индуктивность дросселя $L_{\text{др}}$, предназначенного для замыкания постоянной составляющей тока диодов, выбирают на порядок большей индуктивностей контуров.

Основными характеристиками и параметрами ЧД являются:

- 1) семейство детекторных характеристик: $\Delta U=F(f)$ при $U_0=\text{const}$;
- 2) крутизна детекторной характеристики: $S_{\text{чд}} = \Delta U/\Delta f$;
- 3) диапазон частот $\Delta f_{\text{лин}}$, в котором детекторная характеристика достаточно линейна;
- 4) входное сопротивление: $R_{\text{вх}}=U_0/I_0$;
- 5) минимальное $U_{0\min}$ и максимальное $U_{0\max}$ значения амплитуды входного сигнала, при которых гарантируются основные качественные показатели;
- 6) выходное сопротивление: $R_{\text{вых}}=U_{\Omega}/I_{\Omega}$, определяемое свойствами АД;
- 7) нелинейные искажения выходного сигнала:

$$\gamma = \sqrt{\frac{P_{2\Omega} + P_{3\Omega} + P_{4\Omega} + \dots}{P_{\Omega}}}.$$

Схемы ЧМ детекторов второго класса весьма слабо реагируют на изменение амплитуды сигнала и поэтому не содержат ограничителя. Эти схемы довольно широко применяются в приёмниках ЧМ сигналов, в устройствах автоматической подстройки частоты генераторов и др.

В этих схемах:

- 1) девиация частоты входного ЧМ колебания преобразуется в девиацию фазы другого напряжения;
- 2) девиация фазы преобразуется в амплитудную модуляцию напряжений, приложенных к диодам;
- 3) осуществляется амплитудное детектирование.

4 Задание на практическую работу

Исследование частотно-моделированных сигналов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными 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_H, B	6	8	5	7	6	3	4	8	9	10
$f_H, кГц$	250	260	270	275	240	230	250	255	265	280
$f_M, кГц$	20	22	24	26	28	20	22	24	26	28
m	0,01; 0,1; 2; 3; 5; 7; 10									
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U_H, B	4	8	6	3	7	9	8	6	3	10
$f_H, кГц$	230	260	270	275	240	280	230	255	265	280
$f_M, кГц$	25	28	20	25	20	26	24	16	18	20
m	0,01; 0,1; 2; 3; 5; 7; 10									
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U_H, B	9	6	8	9	12	6	12	13	4	7
$f_H, кГц$	220	240	270	275	240	260	250	255	265	280
$f_M, кГц$	20	26	25	24	23	22	26	27	25	24
m	0,01; 0,1; 2; 3; 5; 7; 10									

Соберите экспериментальную установку для исследования ЧМ сигналов, изображенную на рисунке 13.

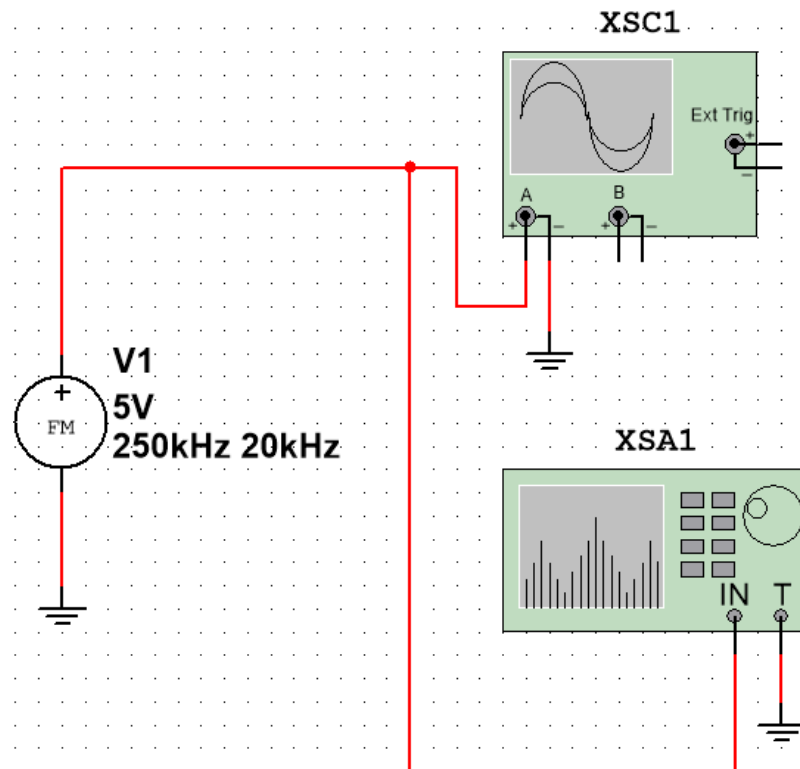


Рисунок 13 – Схема экспериментальной установки
V1 – частотный модулятор, XSA1 – анализатор спектра,
XSC1 – осциллограф

Для настройки частотного модулятора необходимо произвести двойной щелчок левой кнопкой мыши по функциональному блоку V1. Появляется диалоговое окно FM_VOLTAGE параметров амплитудного модулятора (рисунок 14).

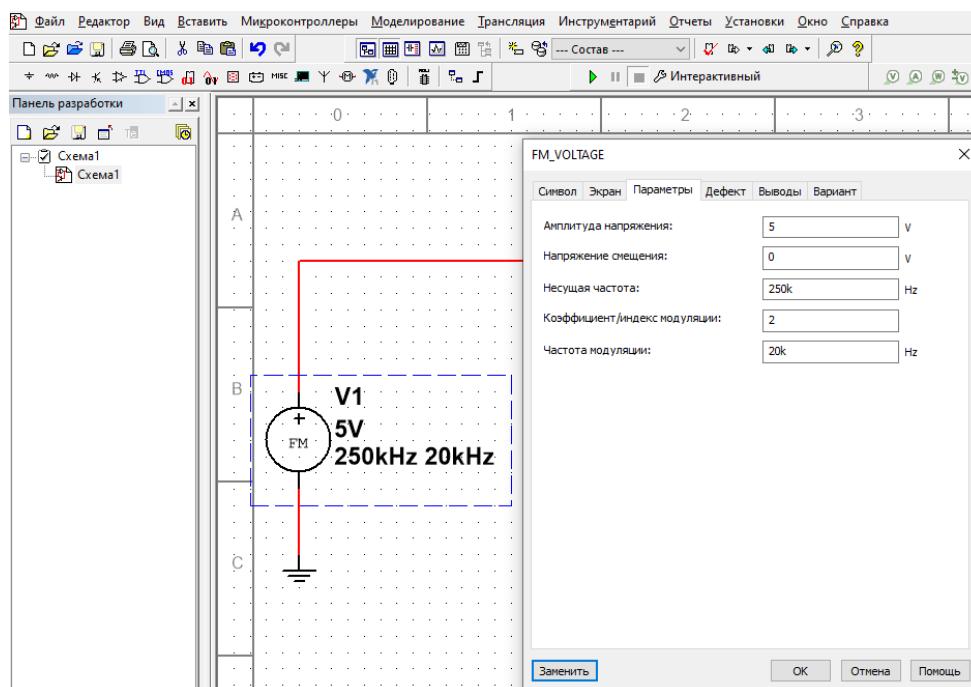


Рисунок 14 – Ввод параметров ЧМ напряжения

В появившемся окне панели FM_VOLTAGE во вкладке *Value (Параметры)* ввести параметры ЧМ напряжения:

- *Carrier Amplitude (Амплитуда несущего колебания)* – U_n , В;
- *Carrier Frequency (Частота несущего колебания)* – f_n , кГц;
- *Modulation Index (Коэффициент/индекс модуляции)* – m ;
- *Intelligence Frequency (Частота модуляции)* – f_m , кГц.

Зафиксируйте осциллограммы ЧМ сигналов при каждом индексе амплитудной модуляции. Сделайте вывод о форме полученного ЧМ сигнала.

На основе исходных данных необходимо провести теоретический расчёт практической ширины спектра частотно-модулированного сигнала. Рассчитайте значения амплитуд боковых составляющих частотно-модулированного сигнала, входящих в практическую ширину спектра сигнала. **Расчёт выполнить для всех значений m !!!** Результаты зафиксировать в отчёте.

Выставьте элементы регулировки анализатора спектра таким образом, чтобы корректно отобразить все спектральные составляющие ЧМ сигнала. Зафиксируйте спектры ЧМ-сигналов при каждом индексе частотной

модуляции. Необходимо с помощью курсоров зафиксировать значения амплитуд боковых составляющих. Сравните полученные значения с расчетными, сделайте выводы.

Возможен и весьма полезен вывод и накопление получаемых результатов с помощью самописца, включаемого выбором позиции **Grapher (Графопостроитель)** выпадающего меню **View (Вид)** (рисунок 15).

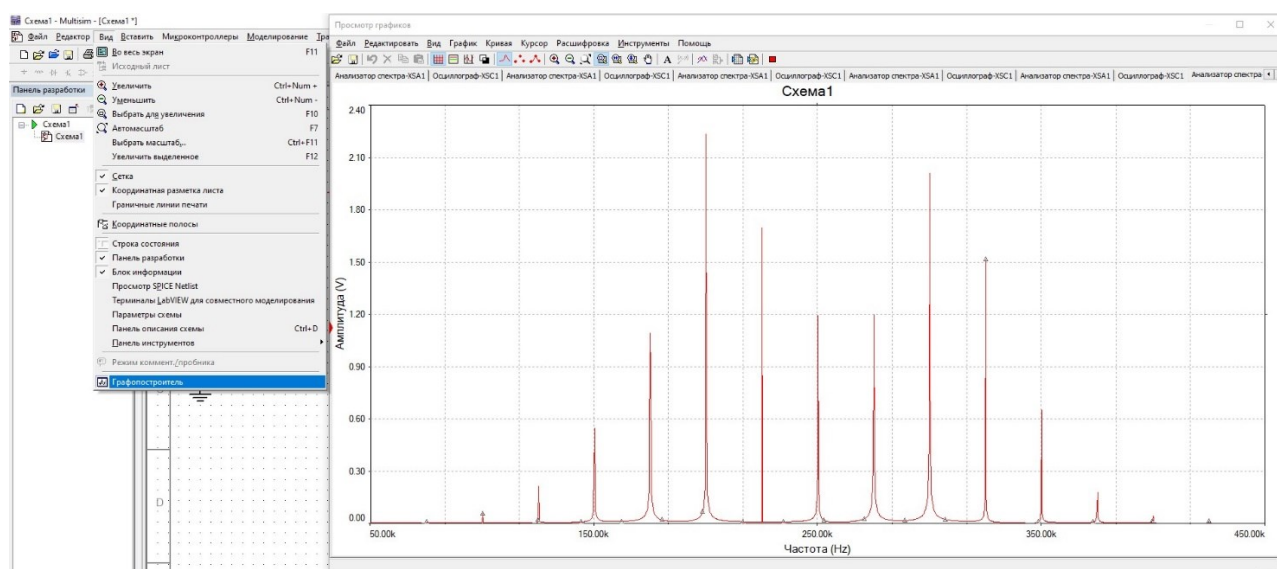


Рисунок 15 – Работа инструмента «Графопостроитель»

При каждом запуске эксперимента кнопкой Run и его останове кнопкой Stop в самописце формируются вкладки с результатами. Для детального рассмотрения полученных результатов при нажатой левой кнопке мыши можно выделить интересующий фрагмент полученной характеристики, который будет показан более подробно в новом масштабе (рисунок 16).

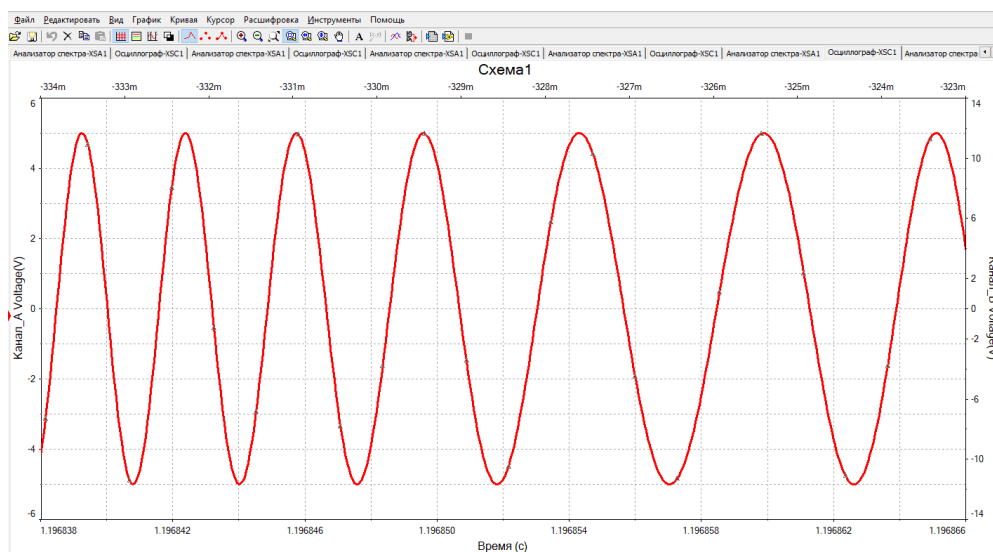


Рисунок 16 – Увеличение необходимой области для анализа

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению практической 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 6.0 Equation.

Отчёт по выполнению практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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 и 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

1. Можно ли по осциллограмме однозначно указать, к какому виду модуляции – ЧМ или ФМ – относится колебание?
2. Что такое девиация частоты? Какой параметр является ведущим для ЧМ-сигнала? Почему? Как связаны между собой девиация частоты и индекс модуляции при модуляции тоном?
3. Чем определяются амплитуды спектральных составляющих и практическая ширина спектра сигнала с угловой тональной модуляцией?
4. Как по осциллограмме ЧМ-колебания оценить девиацию частоты, частоту несущей, частоту модуляции? Как те же параметры определить по спектру ЧМ-сигнала?
5. Как трансформируется с увеличением частоты модуляции спектр амплитуд ЧМ-сигнала? Как изменяется при этом практическая ширина спектра радиосигнала?
6. В чём выражается изменение спектра амплитуд АМ-, ЧМ-, ФМ-сигнала при уменьшении амплитуды модулирующего сигнала?
7. Что такое индекс модуляции?
8. Как зависит спектральный состав однотонового ЧМ сигнала от индекса модуляции?
9. Как расположены спектральные компоненты однотонового ЧМ сигнала относительно несущей частоты?
10. Как связаны практическая ширина спектра ЧМ сигнала и индекс модуляции?
11. Каков принцип радиосвязи с использованием ЧМ?
12. Что понимают под мгновенной частотой радиосигнала? Набегом фазы? Какова связь между ними? Для заданного модулирующего сигнала приведите диаграммы изменения частоты и набега фазы ЧМ- и ФМ-сигнала. Изобразите временные диаграммы соответствующих радиосигналов.
13. В чём заключается суть частотной модуляции? Фазовой модуляции? В чём сходство и различие между ЧМ- и ФМ-сигналами?

7 Шкала оценивания выполненной практической 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%**.

Практическая работа №4

ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ПО РАДИОКАНАЛУ

1 Цель работы

– изучение методов дискретизации различных аналоговых сигналов и их моделирование с помощью программы NI Multisim, получение практических навыков использования данной программы для анализа временной дискретизации аналоговых сигналов.

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической 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

Большинство сигналов имеют аналоговую природу. Они изменяются непрерывно во времени и могут принимать любые значения в некоторой области. Ввести такой сигнал в компьютер и обработать его невозможно, так как на любом интервале времени он имеет бесконечное множество значений. Поэтому в системах цифровой обработки сигнал представлен значениями сигнала, взятыми в отдельные дискретные моменты времени, называемые *отсчетами*. В этом случае сигнал определяется последовательностью его значений $x(0)$, $x(T)$, $x(2T)$,.... Эту последовательность называют дискретной последовательностью. Обозначают дискретную последовательность $x(n)$. Аналитически дискретная последовательность $x(n)$ может быть описана функцией, которая называется решетчатой. Интервал T называют *периодом дискретизации*, или *интервалом дискретизации*. Вели-

чина, обратная периоду дискретизации, называется **частотой дискретизации**, или частотой взятия отсчетов f_d . Процесс замены аналогового сигнала его дискретными отсчетами обычно через равные промежутки времени называется **дискретизацией сигнала** по времени (рисунок 1).

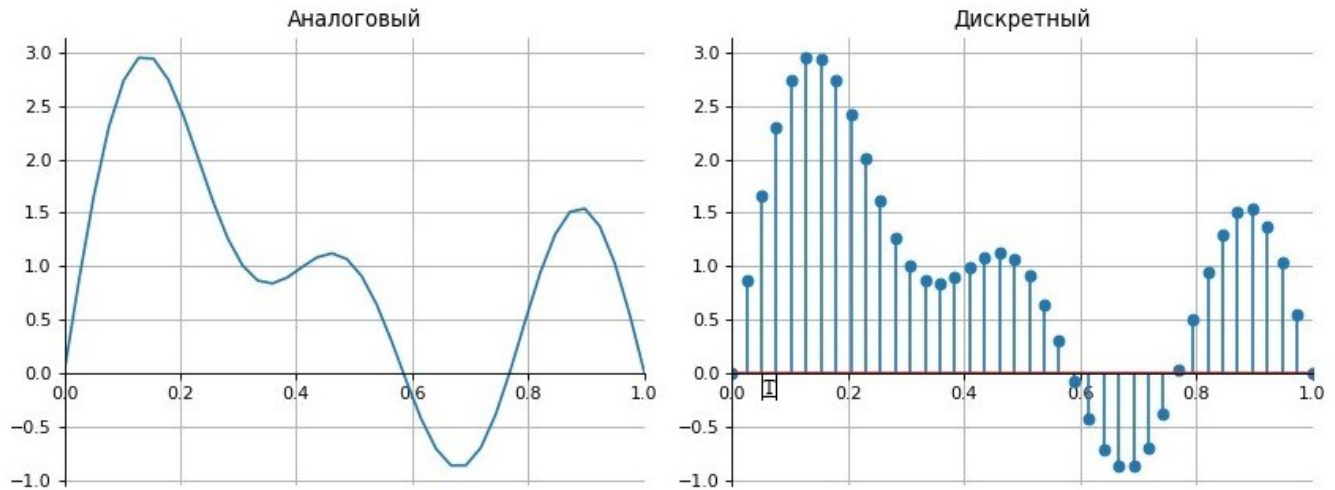


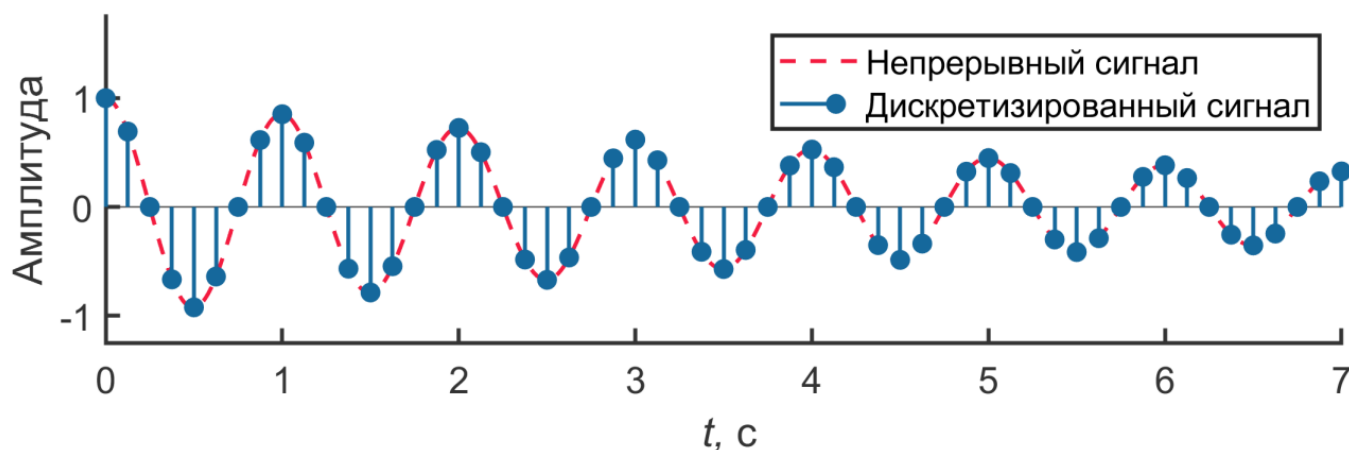
Рисунок 1 – Аналоговый и дискретный сигналы

Очевидно, что представление сигнала дискретной последовательностью отсчетов приводит к потере информации о поведении сигнала в промежутках между отсчетами. Чтобы эти потери были минимальны, период дискретизации T необходимо уменьшать. Однако уменьшение периода дискретизации приводит к увеличению числа отсчетов и, как следствие, к увеличению объема вычислений. Поэтому при выборе периода дискретизации приходится искать компромиссное решение.

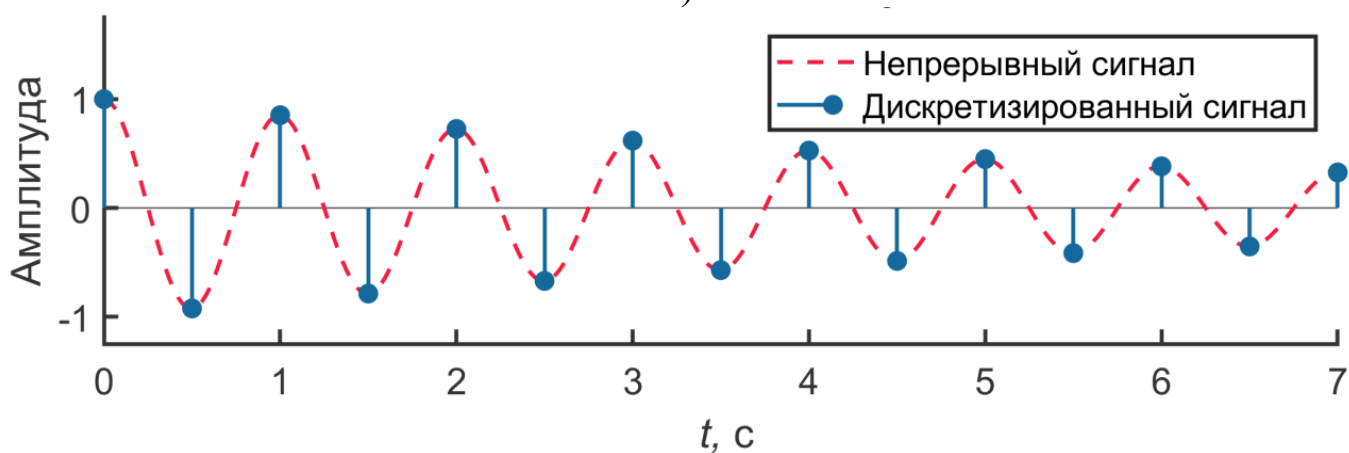
Для правильного выбора частоты или периода дискретизации следует использовать **теорему Котельникова: аналоговый сигнал, не содержащий частот выше F_{max} , полностью определяется последовательностью своих значений в моменты времени, отстоящие друг от друга на $T \leq 1/2F_{max}$.**

Если частота дискретизации достаточно большая и превышает частоту аналогового сигнала, то дискретные отсчеты позволят правильно восстановить аналоговый сигнал (рисунок 2, а).

Если частота дискретизации небольшая по сравнению с частотой аналогового сигнала, то в этом случае дискретные отсчеты могут не позволить правильно восстановить аналоговый сигнал (рисунок 2, б).



а)



б)

Рисунок 2 – Правильная (а) и неправильная (б) дискретизация сигнала

Рассмотрим сигнал $\cos(2\pi f_1 t)$ с частотой $f_1=0,5$ Гц. Выполним дискретизацию с частотой $f_d=0,6$ Гц (что не удовлетворяет условию теоремы Котельникова). Из-за «неправильной» дискретизации получился сигнал с частотой ниже, чем у исходного сигнала, т.е. произошел **эффект подмены частот** (рисунок 3).

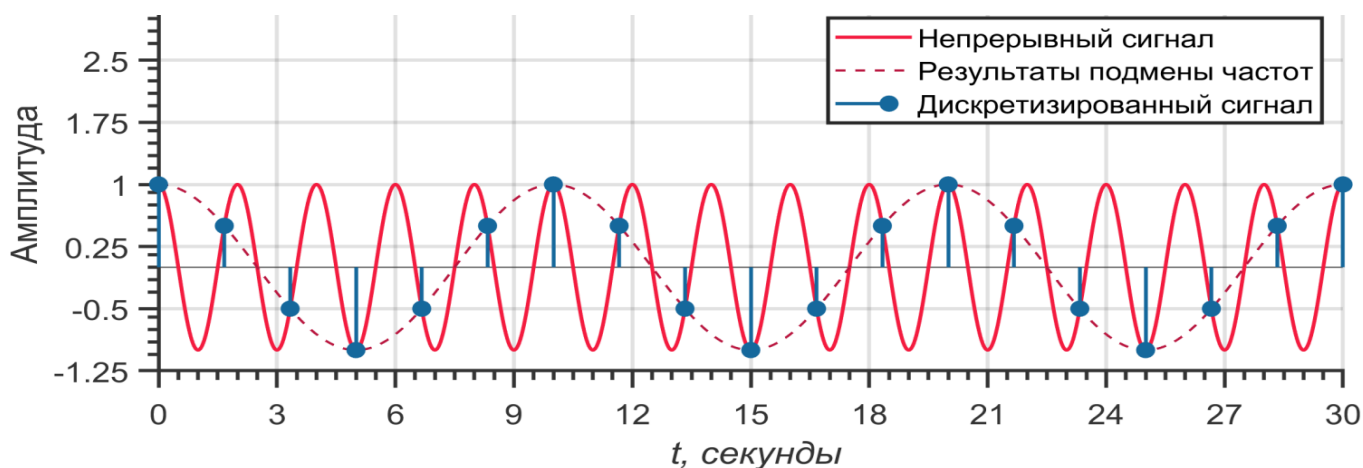


Рисунок 3 – Эффект подмены частот

Полученный сигнал имеет частоту, которая равна разности $f_d - f_1$ (в нашем случае $f_d - f_1 = 0,6 - 0,5 = 0,1$ Гц, т.е. период равен 10 с.)

Дискретный единичный импульс (рисунок 4) определяется следующей формулой:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \quad (1)$$

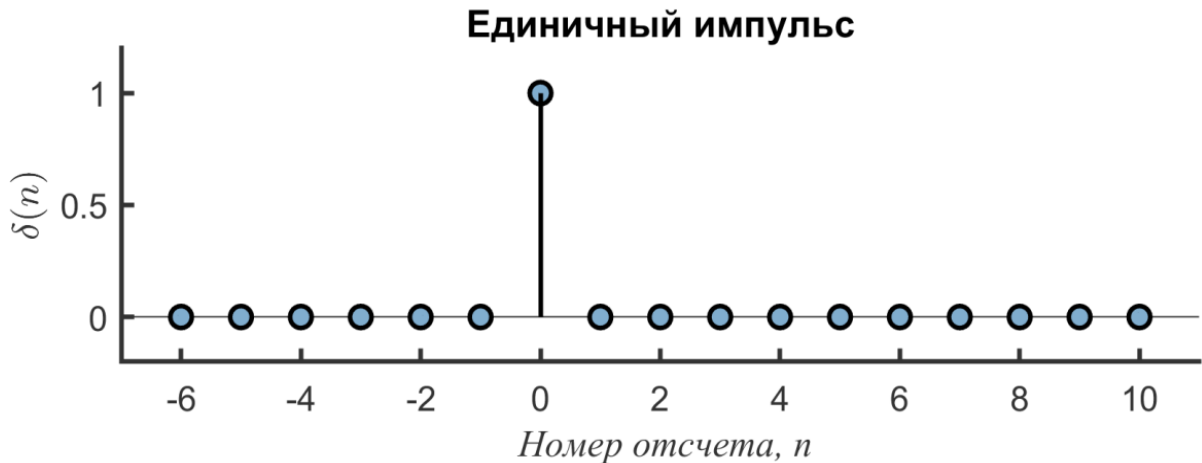


Рисунок 4 – Дискретный единичный импульс

В дискретных системах этот импульс играет такую же роль, что и дельта-функция $\delta(t)$ в анализе аналоговых сигналов. Но между ними имеется очень важное отличие: единичный импульс $\delta(n)$ является физически реализуемым, а дельта-функция $\delta(t)$ есть математическая абстракция.

Дискретная единичная ступенчатая функция (рисунок 5) определяется следующим образом:

$$u(n) = \begin{cases} 1, & n \geq 0, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (2)$$

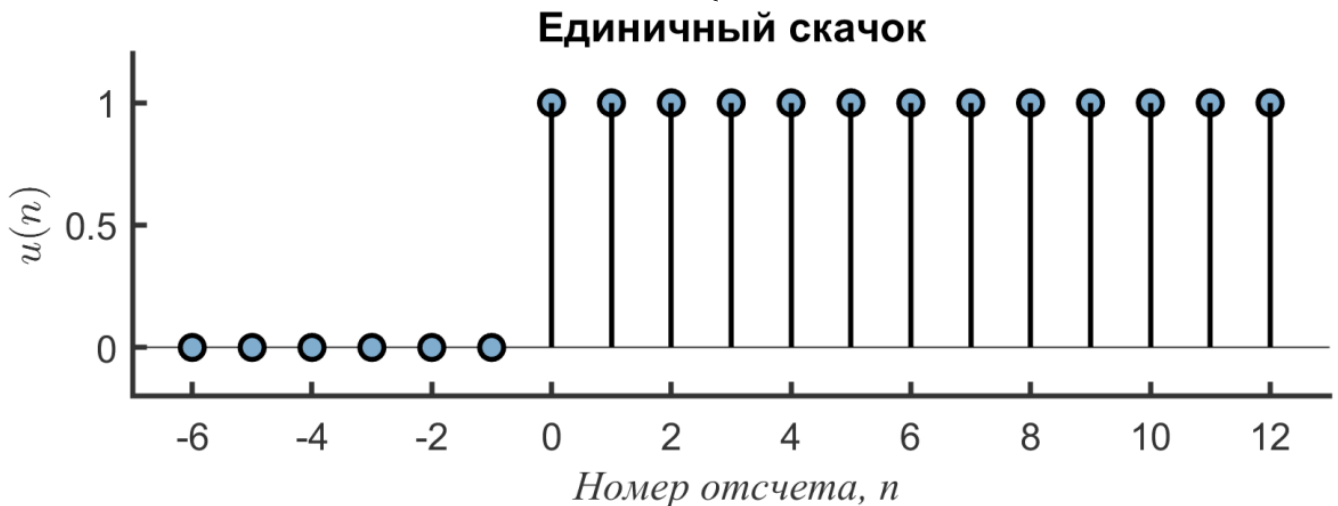


Рисунок 5 – Дискретная единичная ступенчатая функция

В современных цифровых аудиосистемах частоту дискретизации выбирают с запасом по отношению к теоретическому пределу слышимости в 20 кГц равной 44,1 или 48 кГц. В студийной аппаратуре обычно используют частоты дискретизации 56, 96 или 192 кГц. Это делается для того, чтобы сохранить высокочастотные гармоники звукового сигнала, не воспринимаемые человеческим ухом, которые вносят заметный вклад в формирование общей звуковой картины. Частоту дискретизации для телефонных сигналов выбирают равной 8 кГц.

Получить дискретный сигнал из аналогового сигнала можно, применив принцип амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). Импульсный модулятор можно представить как умножитель с двумя входами и одним выходом. На первый вход импульсного модулятора подается аналоговый сигнал, подлежащий дискретизации, на второй вход – последовательность коротких синхронизирующих импульсов, следующих во времени через промежутки времени равные интервалу дискретизации. На выходе образуется дискретный сигнал, величина выборок которого будет пропорциональна величине аналогового сигнала в точках отсчета (рисунок 6).

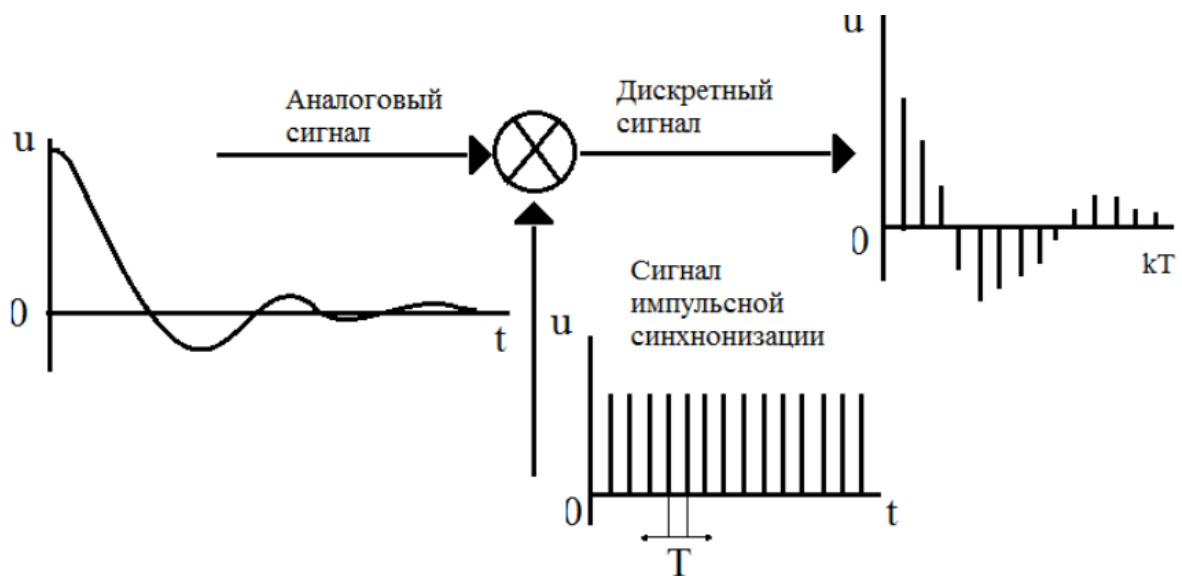


Рисунок 6 – Формирование дискретного сигнала из аналогового

Математическая модель дискретного сигнала может быть записана в следующем виде:

$$u(kT) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u(nT)\delta(kT - nT), \quad (3)$$

где $T = T_d$; $\delta(kT - nT) = \begin{cases} 1, & k = n; \\ 0, & k \neq n. \end{cases}$

Заметим, что все члены данной суммы при $n \neq k$ равны нулю.

Перейдем теперь к рассмотрению дискретизации произвольных низкочастотных сигналов (видеосигналов), под которыми будем понимать сигналы, основная энергия которых сосредоточена около нулевой частоты.

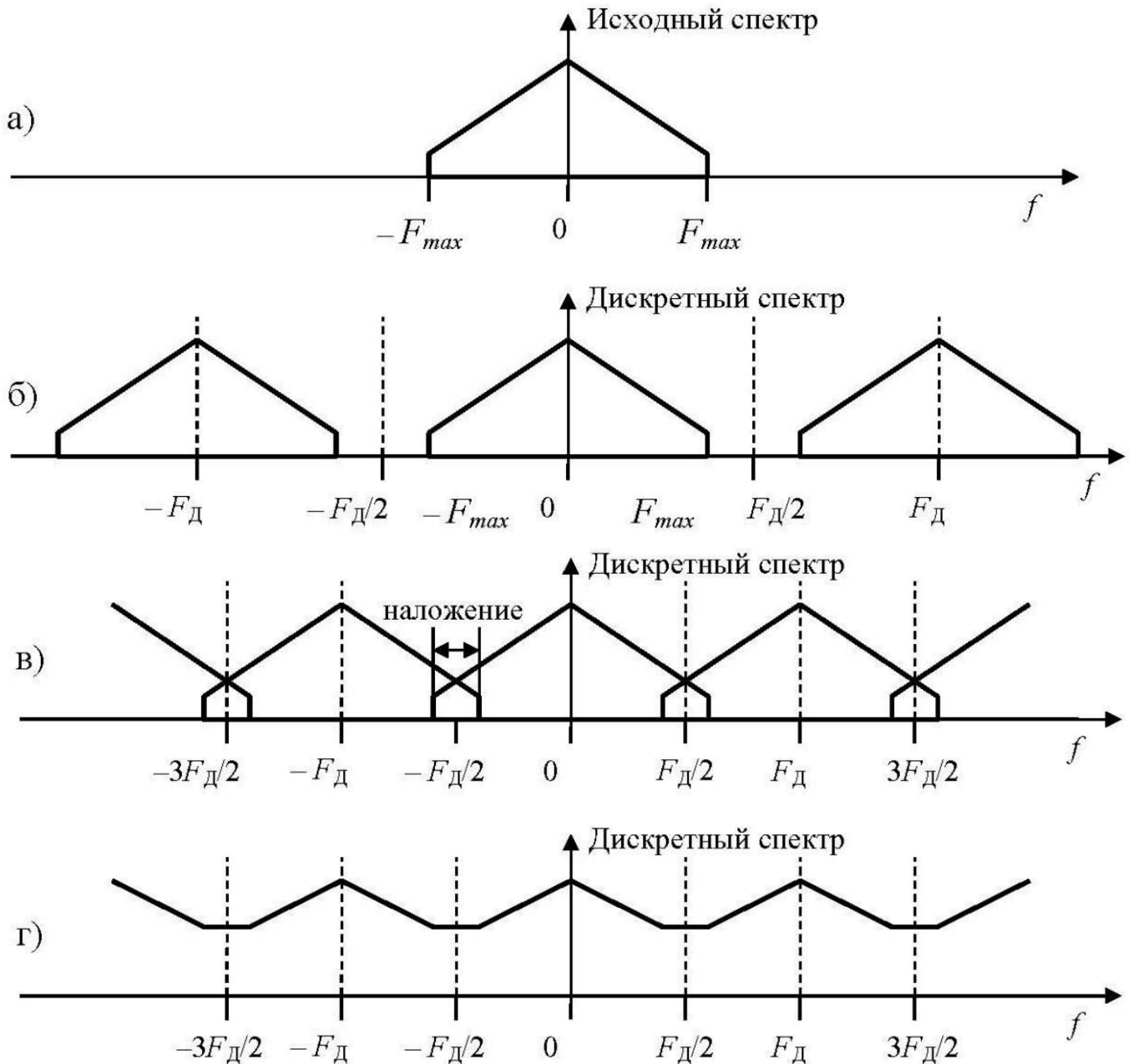


Рисунок 7 – Спектры: исходного непрерывного сигнала (а); дискретного сигнала при $F_{max} < F_D/2$ (б); дискретного сигнала при $F_{max} > F_D/2$ (в); дискретного сигнала после наложения соседних спектров (г)

Пусть спектр исходного аналогового сигнала жестко ограничен значением F_{max} (Гц), как это представлено на рисунке 7, а. Тогда после процесса дискретизации его спектр будет выглядеть так, как изображено на

рисунке 7, б. Действительно, спектр становится периодическим с периодом, равным частоте дискретизации F_d . Для того, чтобы изобразить его, не прибегая к математическим расчетам, необходимо скопировать область, в которой сосредоточен исходный спектр, на частоты, кратные частоте дискретизации. Изобразив положительную часть спектра исходного сигнала, разбить ось частот на участки шириной $F_d/2$, восстановить на границах этих участков вертикальные пунктиры и отобразить исходный спектр последовательно зеркальным образом относительно каждого вертикального пунктира.

Однако вполне может сложиться ситуация, приведенная на рисунке 7, в и г, в случае если частота дискретизации окажется недостаточно большой. Такое явление перекрытия и взаимного суммирования соседних спектров называется *эффектом наложения*. При этом информация об исходном виде спектра будет безвозвратно утеряна. Чтобы это не происходило, обязательно должно выполняться условие $F_{\max} < F_d/2$, которое носит название *теоремы отсчетов*. Точное восстановление исходного низкочастотного сигнала по его отсчетам возможно только в том случае, если частота дискретизации не менее чем в 2 раза выше максимальной частоты в спектре исходного сигнала.

Однако в реальности мы не имеем сигналов с четко ограниченным спектром, кроме того сигнал может передаваться совместно с шумами и помехами, частотные свойства которых заранее не известны. Существуют два основных способа, позволяющих предотвратить данную проблему.

Первый способ заключается в предварительной фильтрации аналогового сигнала с целью сознательного ограничения его полосы. Перед АЦП ставится фильтр нижних частот, который носит еще название *антиалиасингового (antialiasing)*, т.е. фильтра, предотвращающего наложение. Второй способ заключается в сознательном завышении частоты дискретизации по сравнению с минимально необходимой. Такой подход носит название *передискретизации*. Зачастую оба способа используются одновременно.

Разберем конкретный пример. Пусть есть музыкальный сигнал, спектр которого сосредоточен в полосе частот от 0 до 20 кГц (для компактности отрицательная часть спектра не показана). На частоте 35 кГц возникает сильная гармоническая помеха, о которой мы не знаем, т.к. человеческое ухо способно воспринимать частоты примерно до 20 кГц (рисунок 8).

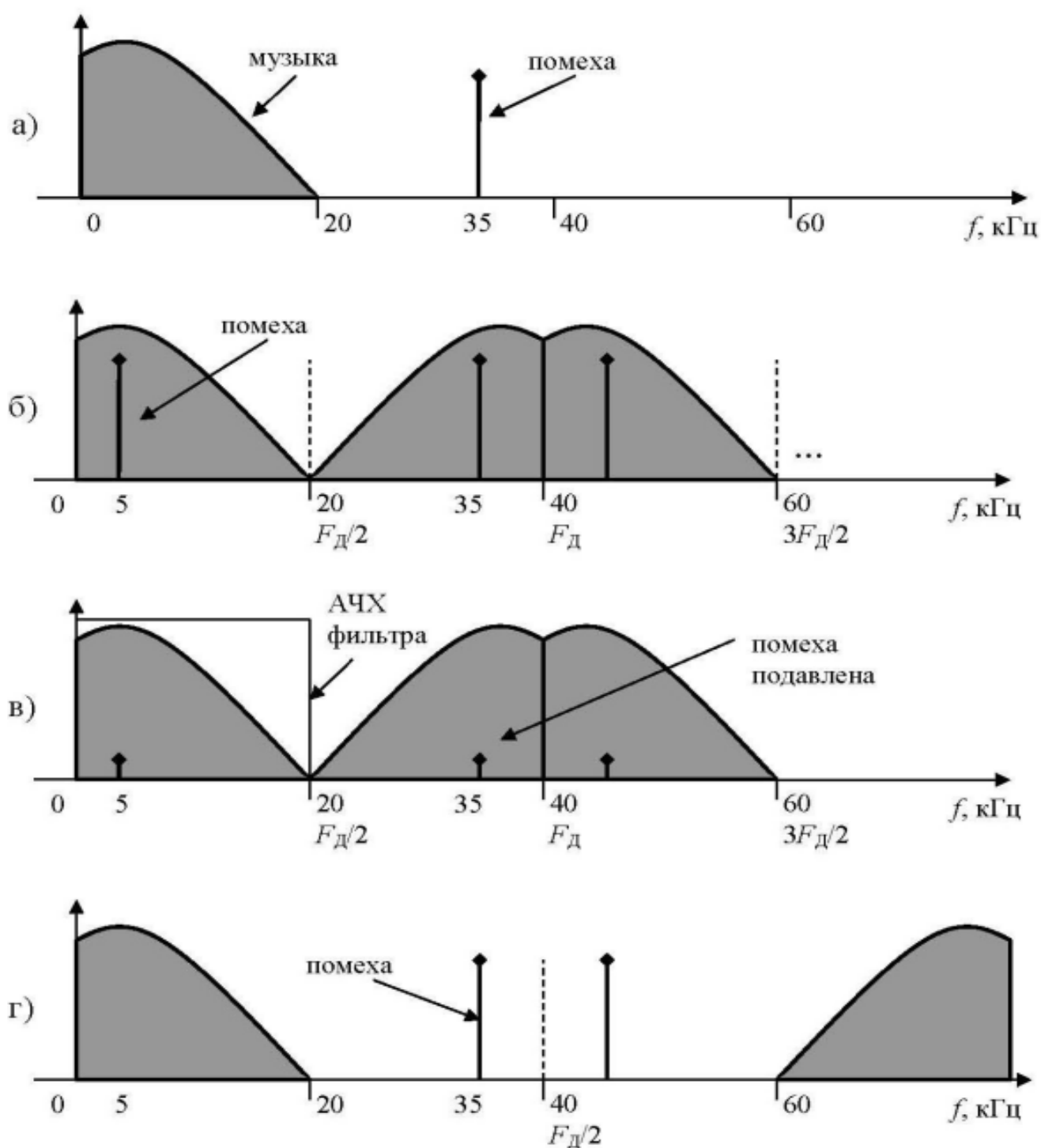


Рисунок 8 – Пример дискретизации сигнала при наличии помех: исходный спектр (а); спектр после дискретизации с частотой 40 кГц (б); спектр после дискретизации с частотой 40 кГц и предварительной фильтрацией (в); спектр после дискретизации с частотой 80 кГц (г)

Согласно теореме Котельникова, минимально необходимая частота дискретизации для данного сигнала $F_d = 2 \cdot 20 \text{ кГц} = 40 \text{ кГц}$. Если дискретизировать сигнал с такой частотой, получим спектр, приведенный на рисунке

8, б. Помеха с частотой 35 кГц согласно правилу зеркального копирования будет перенесена на частоту 5 кГц и станет впоследствии слышимой.

Для устранения этого эффекта можно установить перед АЦП фильтр нижних частот с частотой среза не более половины частоты дискретизации $F_d/2$. Его идеальная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) изображена на рисунке 8, в. Назначение этого ФНЧ – четко ограничить спектр желаемого сигнала и подавить все более высокочастотные помехи и шумы, которые в процессе дискретизации могут перенестись на полезный сигнал.

С другой стороны, можно взять более высокую частоту дискретизации, например 80 кГц. Этот случай изображен на рисунке 8, г. Тем самым добиваются, что помеха оказалась исходно в интервале от 0 до $F_d/2$ и не оказывает влияния на исходный сигнал. У каждого из этих способов есть свои недостатки. ФНЧ на самом деле имеет не идеальную АЧХ, у него есть переходная полоса и определенное подавление в полосе заграждения, которое напрямую связано с порядком, а значит сложностью и габаритами фильтра. Поскольку мы заранее не знаем частоты помех и самого факта их наличия, мы не знаем, какая передискретизация необходима. Однако совместное использование этих двух методов позволяет добиться хороших результатов в любой ситуации.

4 Задание на практическую работу

Для изучения последовательности формирования дискретных сигналов проведите предварительный расчет процесса дискретизации аналоговых сигналов и моделирование процесса дискретизации с помощью NI Multisim.

Выполните дискретизацию аналоговых сигналов (рисунок 9 – 13) на отрезке $t = [0; 1]$ мс, при $k = 0, 1, 2, \dots, 10$, где k – номера отсчетов и при одинаковых интервалах между моментами времени. Результаты занесите в таблицу 1.

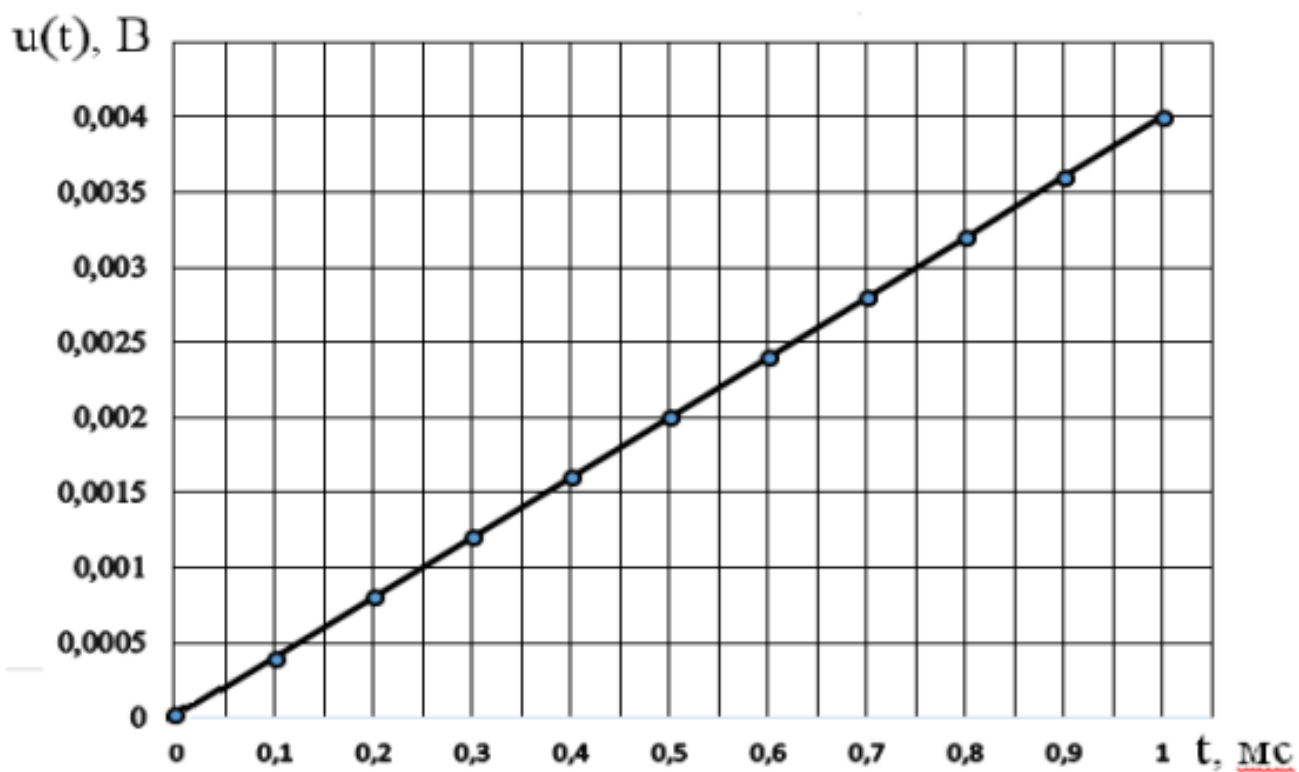


Рисунок 9 – Линейно – изменяющееся напряжение $u_1(t) = 4t$

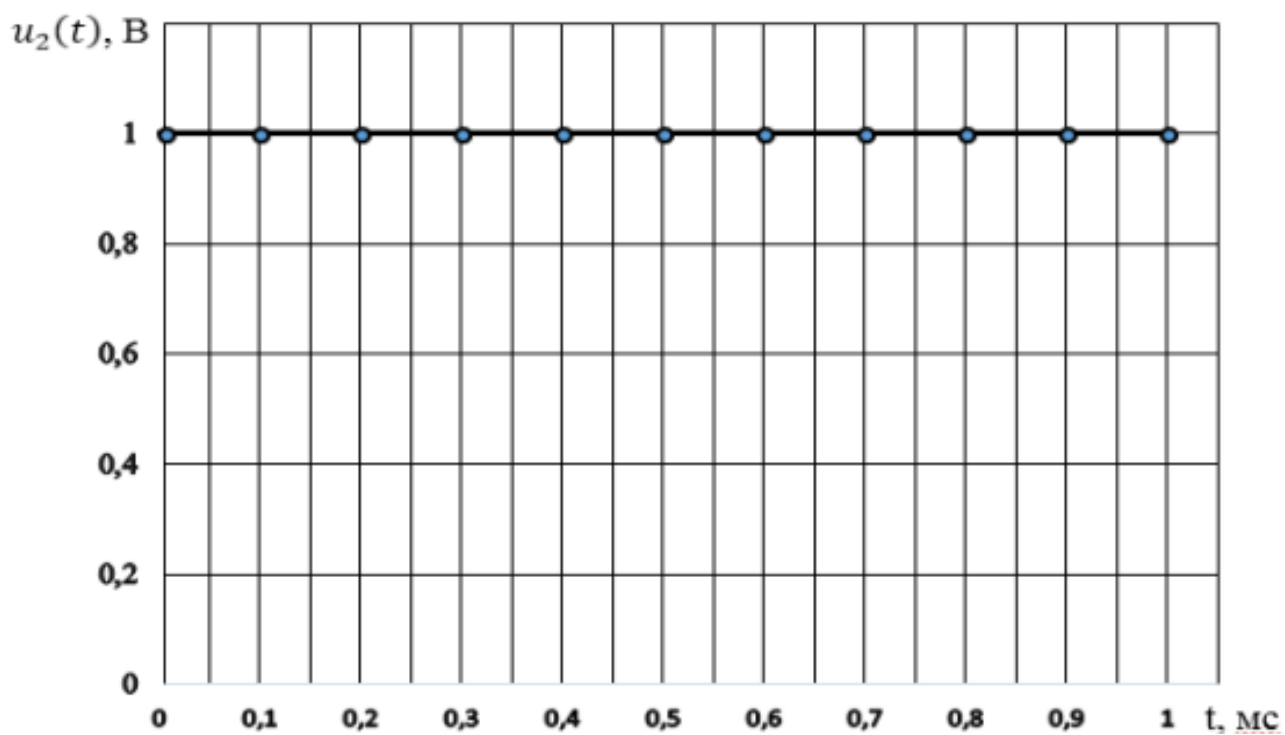


Рисунок 10 – Единичный сигнал $u_2(t) = 1$

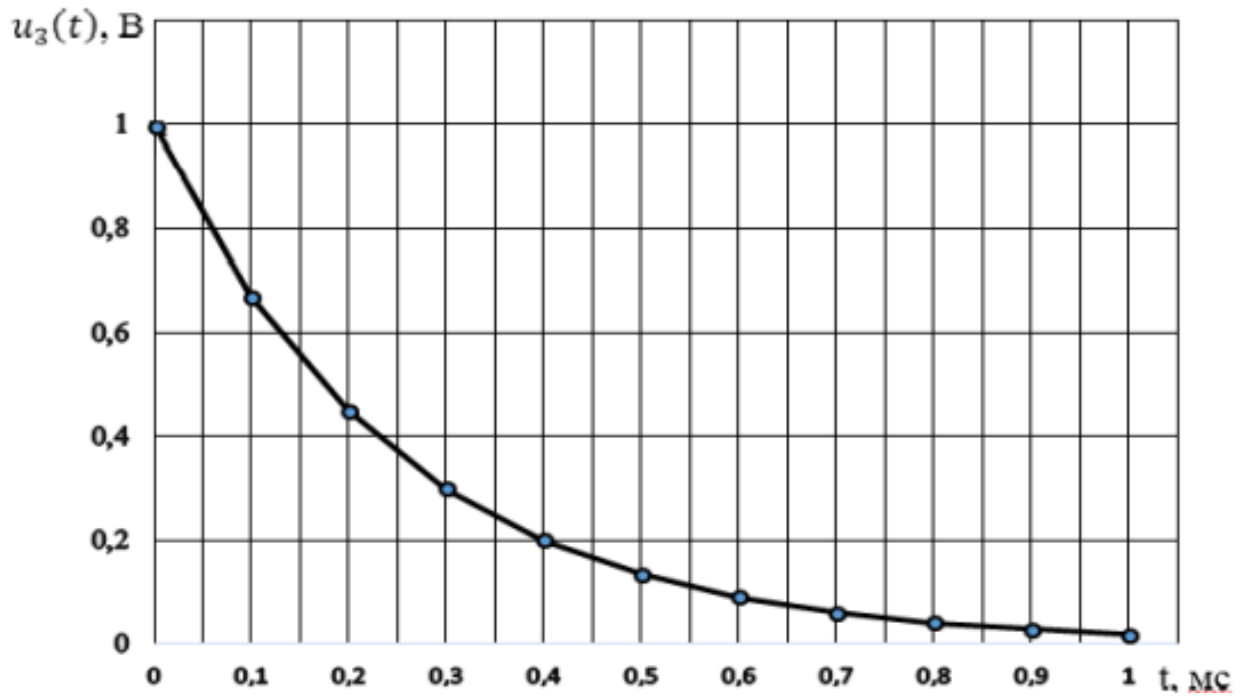


Рисунок 11 – Экспоненциальный сигнал $u_3(t) = \exp(-4 \cdot 10^3 t)$

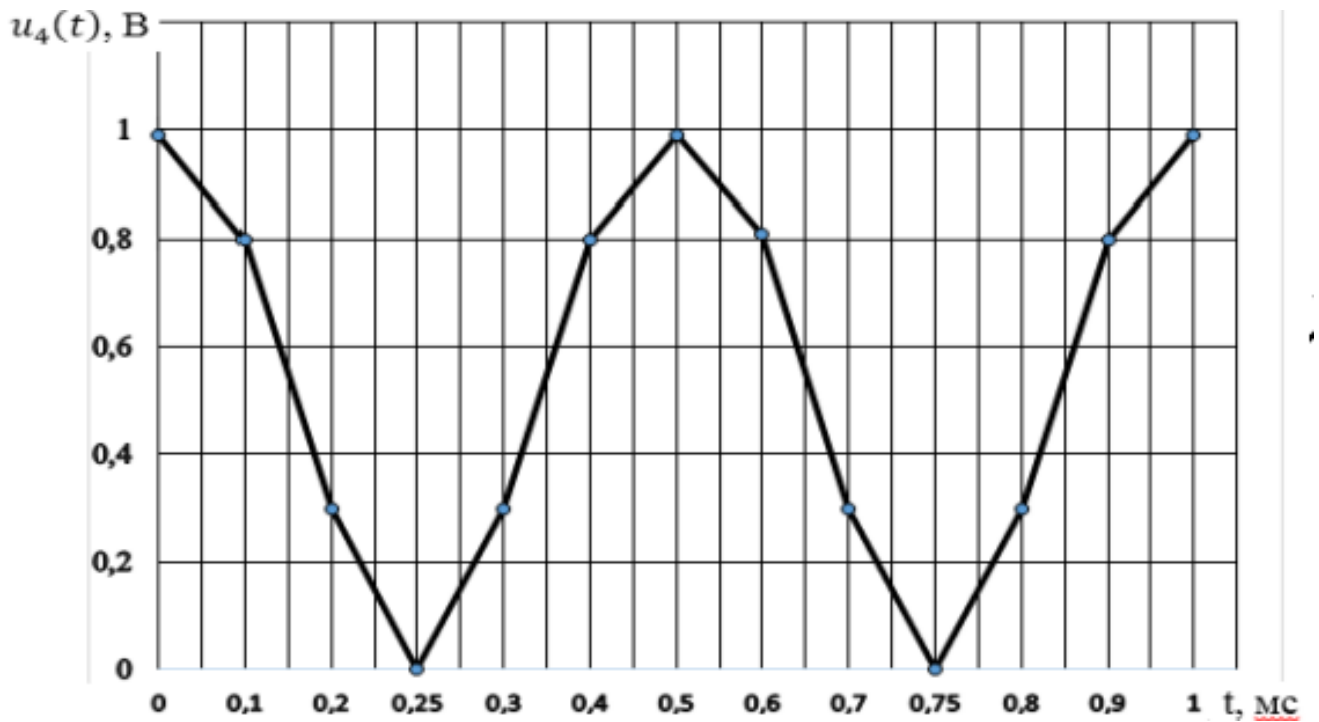


Рисунок 12 – Двухполупериодный сигнал $u_4(t) = |\cos(2\pi ft)|$

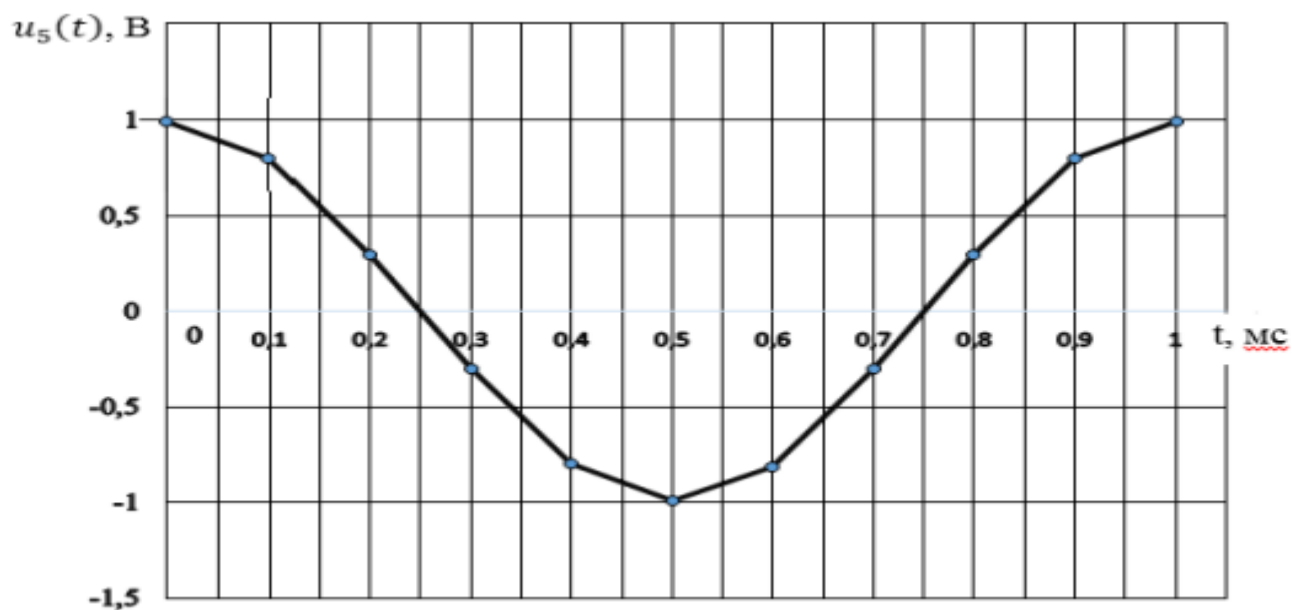


Рисунок 13 – Косинусоидальный сигнал $u_5(t) = \cos(2\pi ft)$

Таблица 1 – Результаты предварительных расчётов

k	t	$u_1(t)$	$u_2(t)$	$u_3(t)$	$u_4(t)$	$u_5(t)$
0						
1						
2						
3						
4						
5						
6						
7						
8						
9						
10						

Исследование процессов дискретизации сигналов выполняется в соответствии с исходными данными, представленными 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_r , В	4	3	2	1	4	3	2	1	5	10
f_r , кГц	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2
$f_{и}$, кГц	100	102	105	110	115	110	120	110	120	130
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U_r , В	5	6	7	8	9	9	7	8	6	5
f_r , кГц	3	4	5	3	2	1	1	3	2	5
$f_{и}$, кГц	110	115	120	125	130	110	112	125	120	140
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
U_r , В	8	6	8	6	4	5	4	6	4	2
f_r , кГц	5	3	2	1	2	3	4	5	2	3
$f_{и}$, кГц	120	125	130	110	115	120	130	125	120	110

Дискретизация различных аналоговых сигналов осуществляется амплитудным импульсным модулятором (АИМ) (рисунок 14), реализованным в программе NI Multisim.

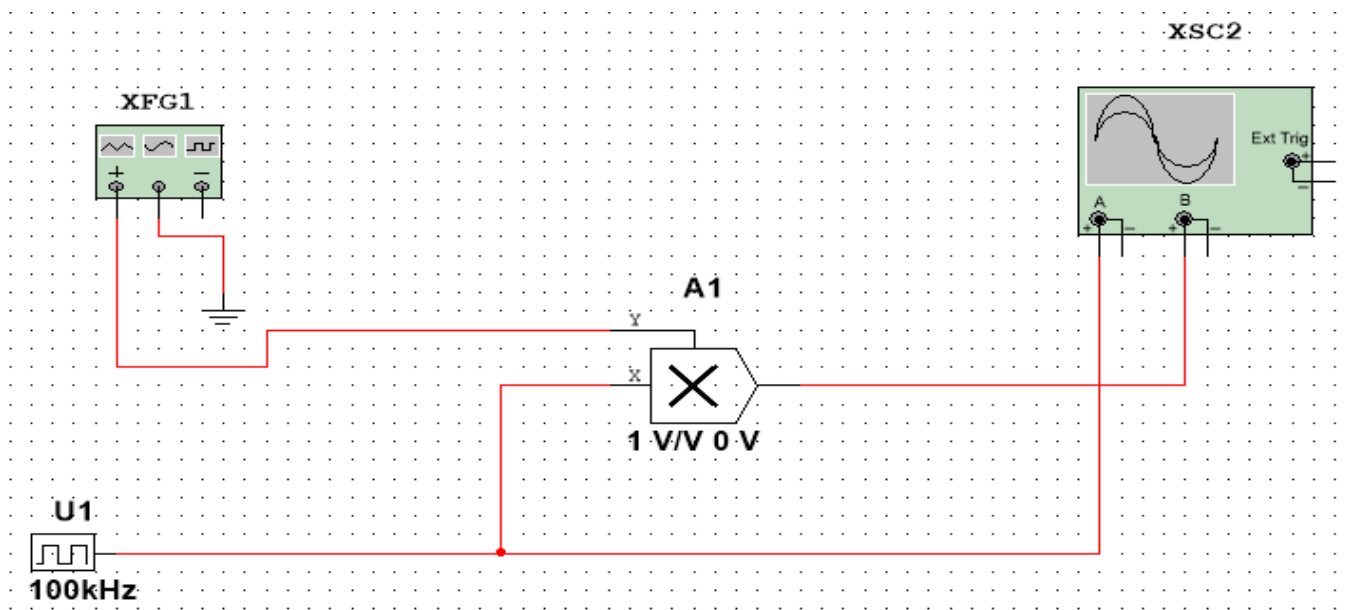


Рисунок 14 – Функциональная схема амплитудно – импульсного модулятора: XFG1 – функциональный генератор (источник аналогового сигнала); U1 – источник синхроимпульсов; A1 – двухвходовый умножитель; XSC1 – осциллограф

Параметры функционального генератора и источника синхроимпульсов настраиваются после щелчка правой кнопкой мыши по их условному обозначению (рисунок 15).

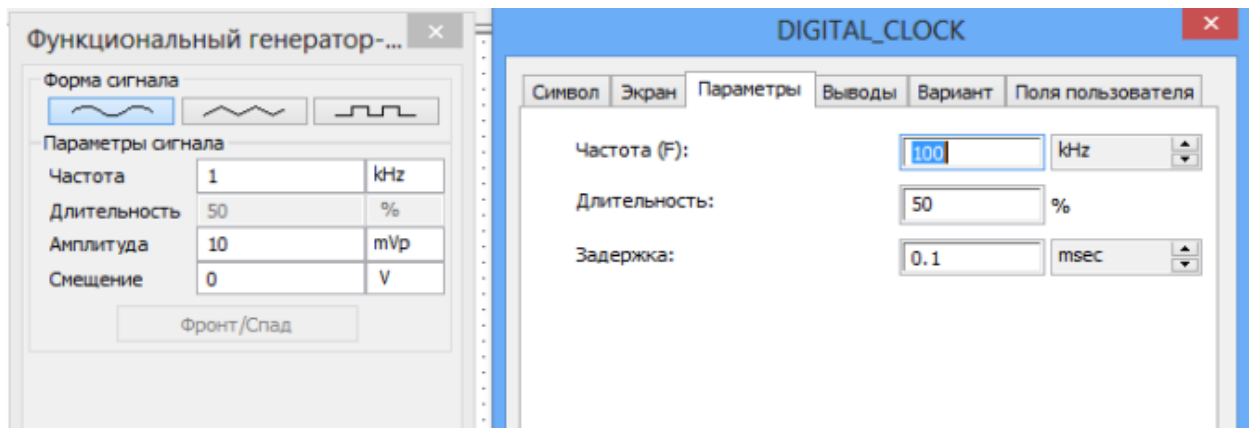


Рисунок 15 – Настройка параметров функционального генератора (U_T , f_T) и источника синхроимпульсов (f_H)

Запустив режим моделирования, с помощью осциллографа наблюдайте последовательность синхроимпульсов и дискретизированный аналоговый синусоидальный сигнал (рисунок 16). Аналогичным образом можно исследовать процесс дискретизации кусочно-линейно-изменяющегося напряжения (ЛИН) – треугольного сигнала и кусочно-единичного сигнала, получаемых от функционального генератора.

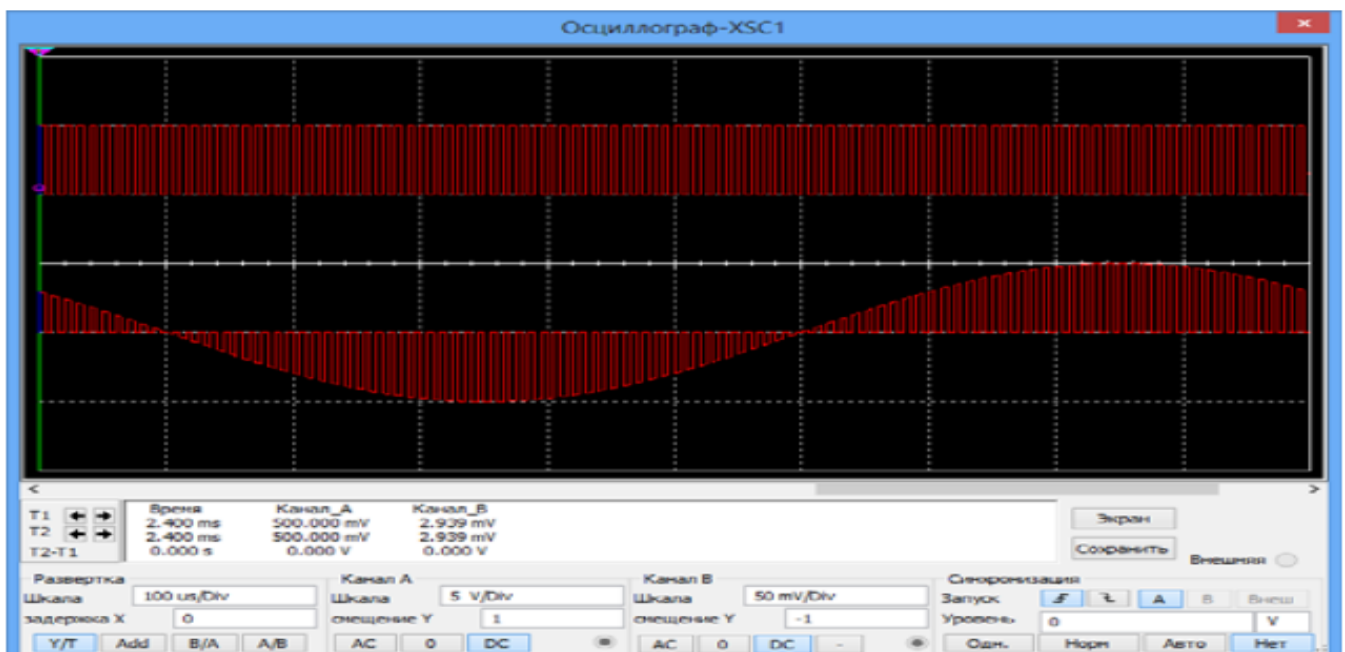


Рисунок 16 – Дискретизация аналогового синусоидального сигнала

Проявление эффекта подмены частоты исследуйте с помощью той же схемы (рисунок 14) при следующих значениях частоты синусоидального сигнала и несущей (таблица 3).

Таблица 3 – Варианты исходных данных

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_H , кГц	120	125	130	110	115	120	130	125	120	110
f_r , кГц	35	40	45	40	38	36	45	35	45	65
	95	90	100	105	102	85	115	98	110	120
№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
f_H , кГц	120	125	130	110	115	120	130	125	120	110
f_r , кГц	55	45	60	65	75	65	80	56	65	75
	100	96	107	120	125	102	105	118	118	130
№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
f_H , кГц	120	125	130	110	115	120	130	125	120	110
f_r , кГц	45	65	80	65	75	85	95	65	55	80
	95	115	120	100	107	112	124	120	102	103

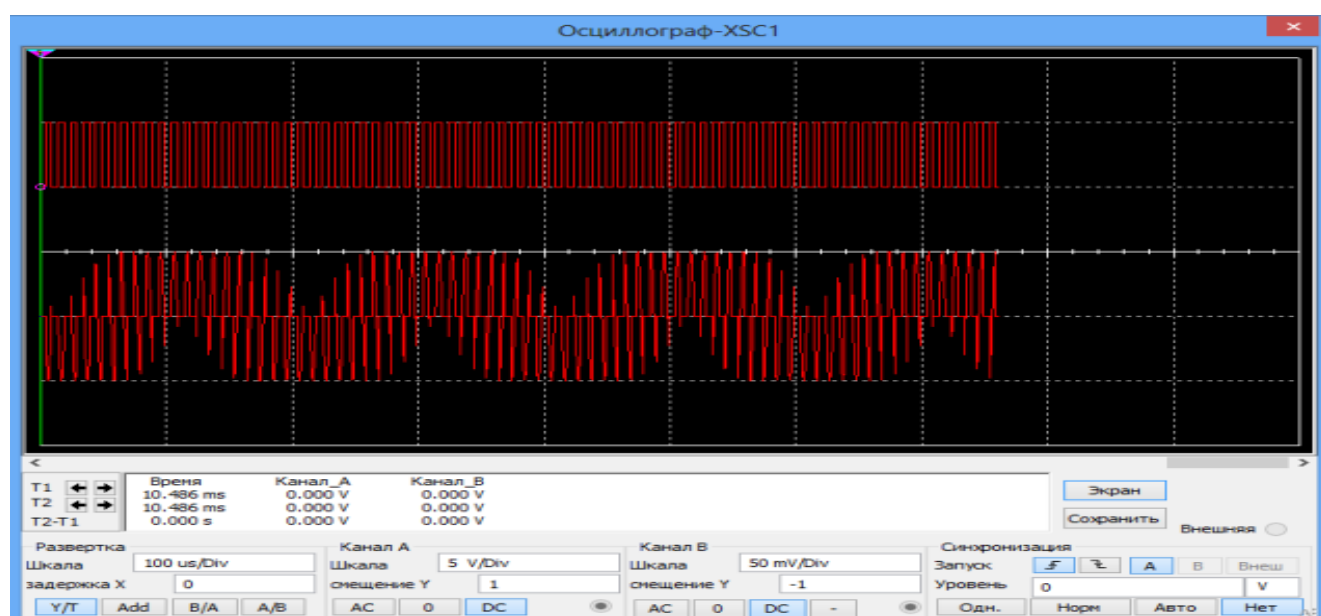


Рисунок 17 – Эффект подмены частоты

Скриншоты занесите в отчет и сделайте вывод о возможности восстановления данного аналогового сигнала.

Двухполупериодный выпрямитель состоит из трансформатора T1, двух диодов D1, D5 и резистора R3.

Для исследования дискретизации аналоговых двухполупериодного и экспоненциального сигналов необходимо собрать вспомогательные схемы двухполупериодного выпрямителя (рисунок 18) и формирователя экспоненциального сигнала (рисунок 19).

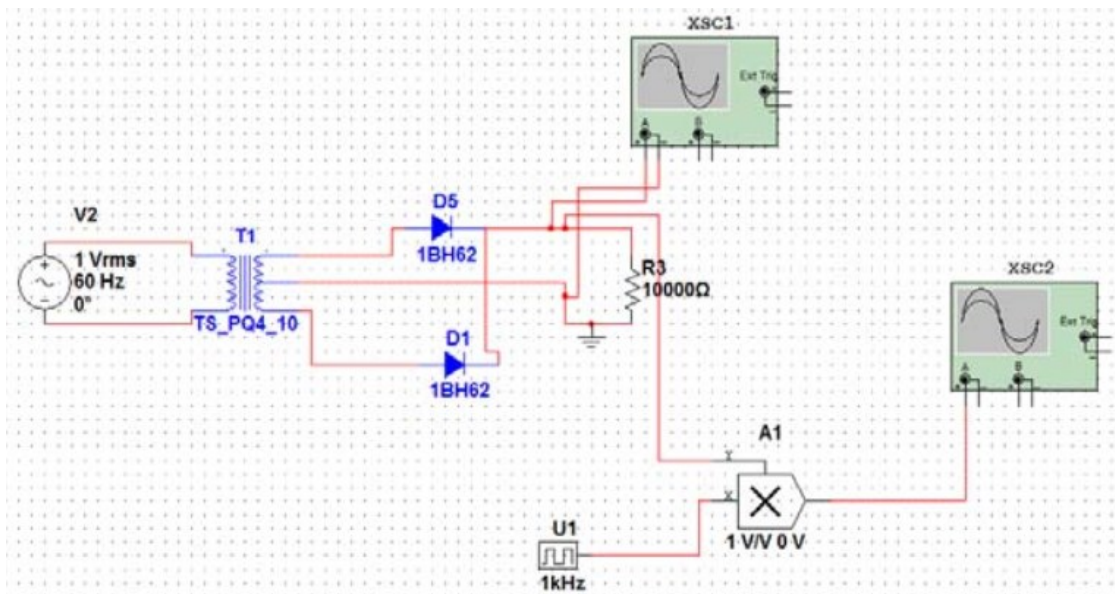


Рисунок 18 – Дискретизация двухполупериодного сигнала

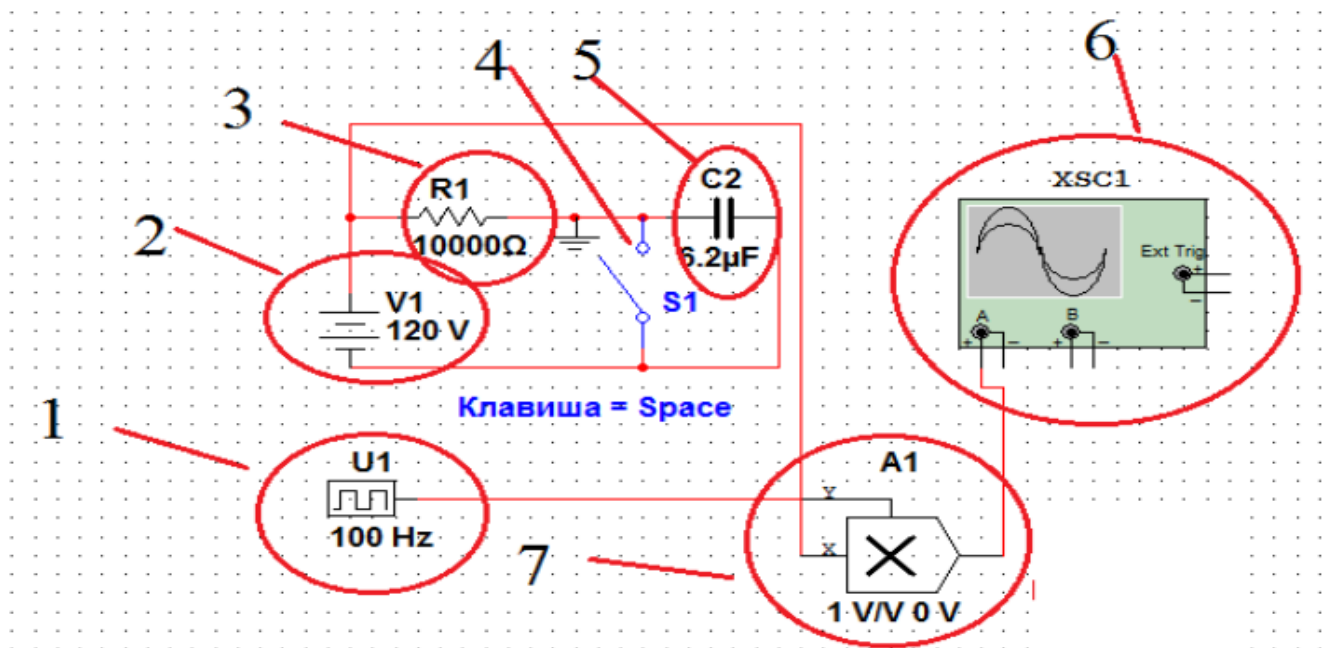


Рисунок 19 – Дискретизация экспоненциального сигнала:

- 1 – U1, источник синхроимпульсов; 2 – источника питания;
 3 – резистор на $R1=10\text{ кОм}$; 4 – ключ S1; 5 – конденсатор $C2=6,2\text{ мкФ}$;
 6 – XSC1, осциллограф; 7 – A1, двухвходовый умножитель

Полученные графики дискретизации двухполупериодного и экспоненциального сигналов в виде скриншотов занесите в отчет. Сделайте выводы о качестве дискретизации аналоговых сигналов и оцените правильность выбора частоты и периода дискретизации.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению практической 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 6.0 Equation.

Отчёт по выполнению практической работы должен содержать:

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

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц и 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

1. Какие ограничения налагают на дискретизируемый сигнал?

2. Приведите пример ситуации, когда происходит наложение спектров. Как с ним можно бороться?
3. Объясните, почему на практике иногда частоту дискретизации выбирают значительно выше требуемой по теореме Котельникова?
4. Как на практике используются свойства полосовой дискретизации, в чем ее преимущества и какие есть ограничения?
5. Сформулируйте теорему отсчетов для полосовых сигналов.
6. Что такое «зона Найквиста»? Чем отличаются четные зоны от нечетных?
7. Как выбирается величина частоты (периода) дискретизации?
8. Почему частоту дискретизации нельзя выбрать произвольно?
9. Какие системы называются дискретными?
10. Как происходит преобразование аналоговых сигналов в дискретные?
11. Что называют отсчетами аналоговых сигналов?
12. Как связан спектр дискретного сигнала с исходным спектром аналогового сигнала? Приведите примеры.
13. Сформулируйте теорему отсчетов для низкочастотных сигналов. Каким эффектом грозит ее нарушение?

7 Шкала оценивания выполненной практической 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%**.

Практическая работа №5

ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЁМНОМ УСТРОЙСТВЕ

1 Цель работы

– изучение эффектов, возникающих при преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму в радиоприёмном устройстве

2 Необходимые материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической работы необходимо следующее материально-техническое оборудование:

- персональные компьютеры (ПК) с предустановленным пакетом прикладных программ MATLAB (Simulink) из расчёта 1 ПК на 1 обучающегося;
- программный продукт Libreoffice (свободно распространяемое ПО для некоммерческих целей).

3 Основные теоретические сведения

Обработка аналоговых сигналов является наиболее общей задачей цифровой обработки сигналов (ЦОС). Она включает преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму, их алгоритмическую обработку и при необходимости обратное преобразование цифрового сигнала в аналоговый. Общая структурная схема системы цифровой обработки аналоговых сигналов приведена на рисунке 1.

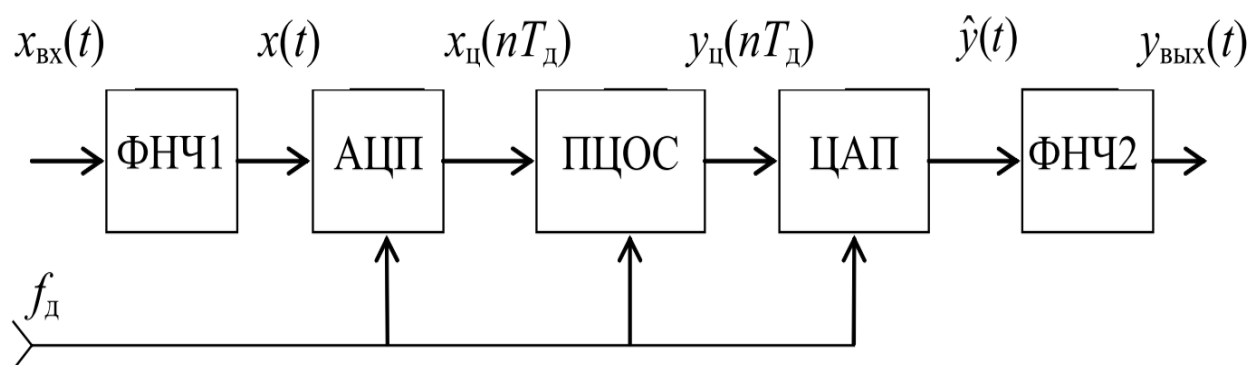


Рисунок 1 – Общая структура системы ЦОС

Входной аналоговый сигнал $x_{\text{вх}}(t)$ в этой схеме поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) через аналоговый фильтр нижних частот ФНЧ1 с частотой среза f_c . Фильтр обеспечивает ограничение полосы частот входного сигнала (включая и сопутствующие сигналу шумы и помехи) максимальной частотой $f_m \approx f_c$, соответствующей используемой в АЦП частоте дискретизации сигнала по времени $f_d > 2f_m$. Он ослабляет искажения наложения при дискретизации сигналов с неограниченным по частоте спектром и называется **противомаскировочным фильтром**, или **аналоговым преселектором**.

Аналого-цифровое преобразование включает дискретизацию сигнала по времени, квантование по уровню и цифровое кодирование (рисунок 2).

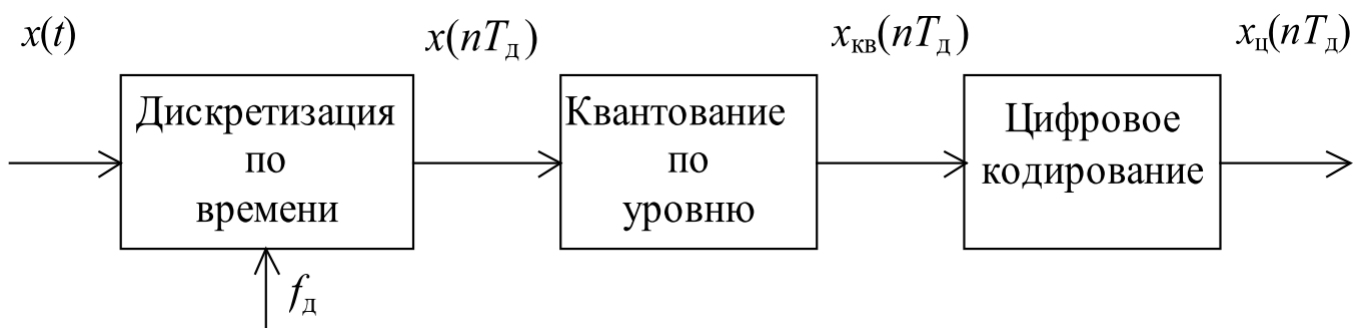


Рисунок 2 – Последовательность операций аналого-цифрового преобразования сигнала

В результате образуются дискретный сигнал $x(nT_d)$, соответствующий выборкам аналогового сигнала $x(t)$ в дискретные равноотстоящие моменты времени nT_d ($T_d = 1/f_d$ – период дискретизации сигнала), дискретный квантованный сигнал $x_{\text{кв}}(nT_d)$, отличающийся конечным множеством принимаемых им значений, и цифровой сигнал $x_{\text{ц}}(nT_d)$ в виде последовательности цифровых двоичных кодов с числом разрядов, соответствующим разрядности АЦП.

Процессором ЦОС в соответствии с заданным алгоритмом цифровой обработки (оператором Φ) входной цифровой сигнал $x_{\text{ц}}(nT_d)$ преобразуется в выходной цифровой сигнал системы $y_{\text{ц}}(nT_d) = \Phi[x_{\text{ц}}(nT_d)]$.

Аналоговый выходной сигнал системы $y_{\text{вых}}(t)$ получается (или восстанавливается) из цифрового сигнала $y_{\text{ц}}(nT_d)$ с помощью цифроаналогового преобразователя ЦАП, преобразующего его в квантованный по уровню аналоговый сигнал $y(t)$ ступенчатой формы, и аналогового ФНЧ2, которым ограничивается частотный спектр и подавляются высокочастотные компоненты выходного сигнала. Этот фильтр с частотой среза $f_c < f_d/2$ называют также **сглаживающим**.

С преобразованиями сигналов при цифровой обработке связаны искажения и погрешности, анализ и оценка которых основываются на их математических моделях и описаниях.

При квантовании по уровню бесконечное множество возможных значений дискретного сигнала $x(n)$ в заданном максимальном диапазоне его изменения $D_{x\max}=(x_{\max}-x_{\min})$ замещается конечным числом уровней квантования m дискретного квантованного сигнала $x_{\text{кв}}(n)$. С одним из них в соответствии с определенным правилом или алгоритмом и отождествляется точное мгновенное значение дискретного сигнала $x(n)$ (рисунок 3).

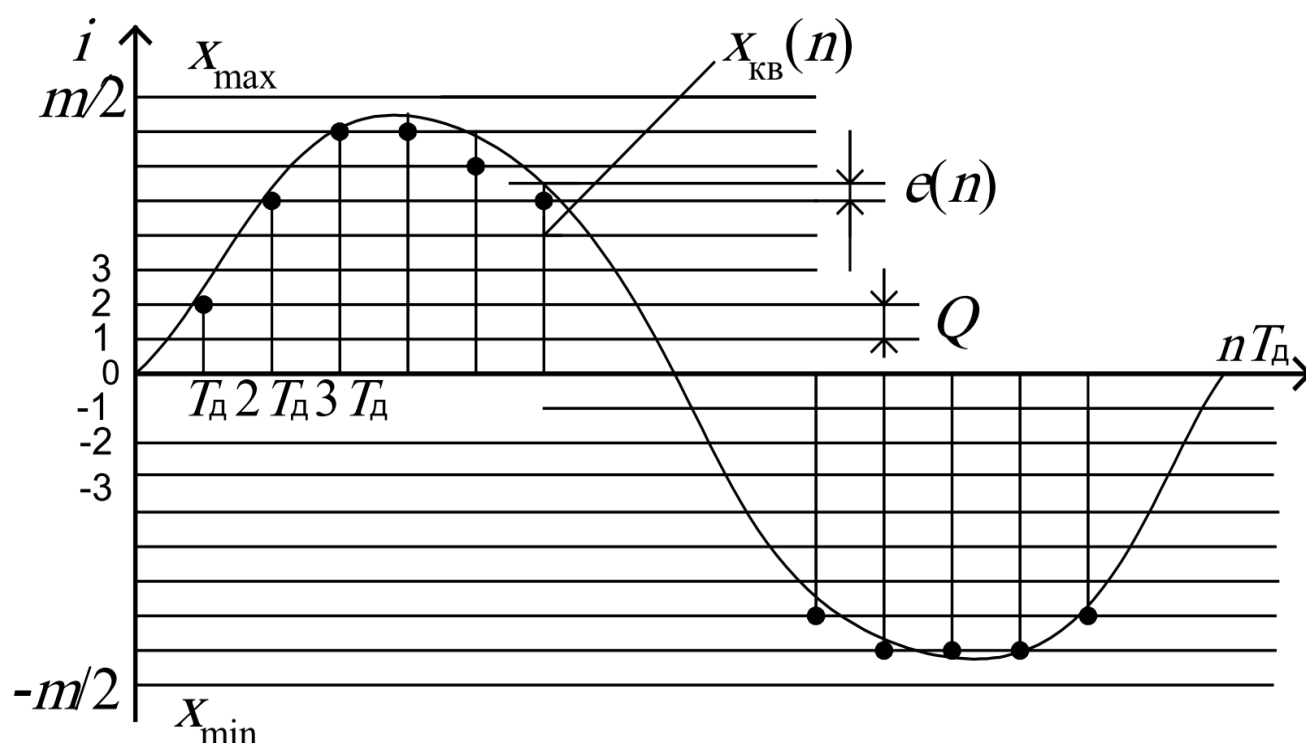


Рисунок 3 – Иллюстрация квантования сигнала по уровню

Интервал между уровнями квантования называется **шагом квантования** по уровню $Q=D_{x\max}/m$.

Квантование возможно с **усечением** и с **округлением**.

Квантованный дискретный сигнал $x_{\text{кв}}(n)$ определяется при усечении как:

$$x_{\text{кв}}(n)=[x(n)/Q]_{\text{цч}}Q=iQ. \quad (1)$$

Квантованный дискретный сигнал $x_{\text{кв}}(n)$ определяется при округлении как

$$x_{\text{кв}}(n)=[(x(n)/Q)+0,5]_{\text{цч}}Q=iQ, \quad (2)$$

где $i=[\cdot]_{\text{цч}}$ – это целая часть заключенного в скобки отношения, соответствующая номеру уровня квантования, с которым отождествляется точное

значение квантуемого дискретного сигнала: с ближайшим меньшим – при усечении и ближайшим – при округлении. Для однополярного сигнала $0 \leq i \leq (m-1)$, для двухполярного $(-m/2) \leq i \leq (m/2)-1$.

Разность между квантованным и точным значениями дискретного сигнала $e(n) = x_{\text{кв}}(n) - x(n)$ определяет погрешность, возникающую при квантовании сигнала по уровню (рисунки 4 и 5).

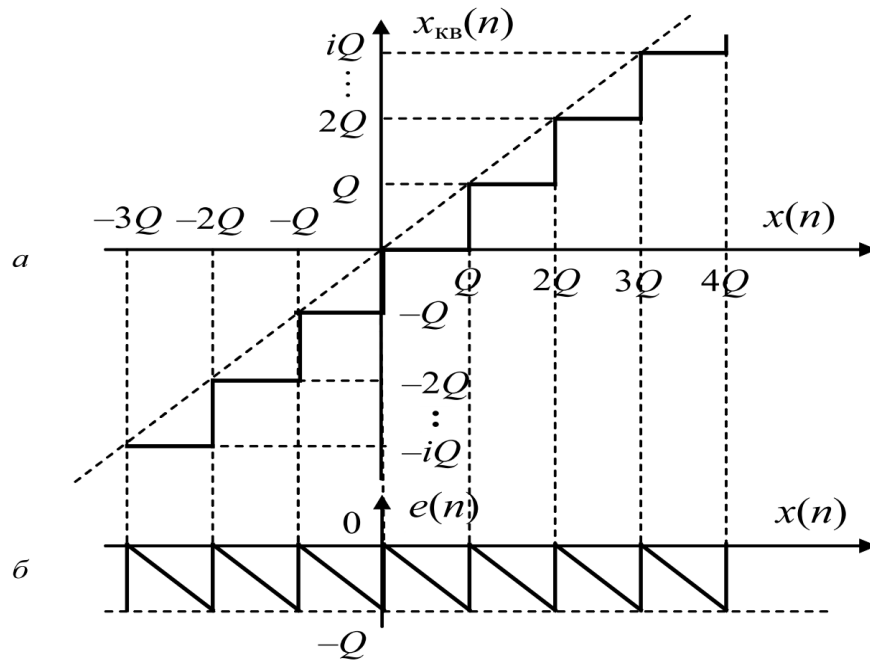


Рисунок 4 – Амплитудная характеристика (а) и погрешность квантования с усечением (б)

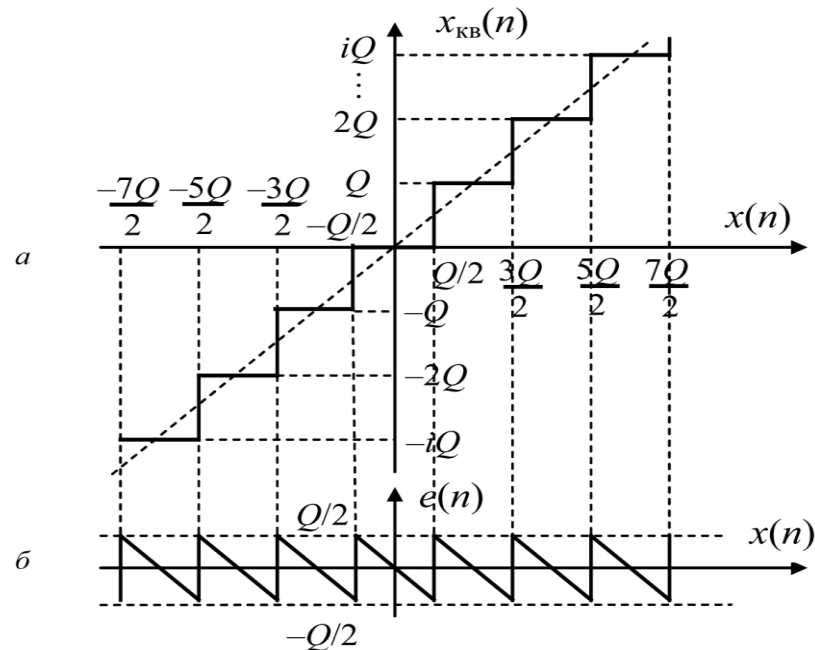


Рисунок 5 – Амплитудная характеристика (а) и погрешность квантования с округлением (б)

В соответствии с амплитудной характеристикой квантователя она принимает значения $-Q < e(n) \leq 0$ – при усечении (рисунок 4, а, б) и $-Q/2 < e(n) \leq Q/2$ – при округлении (рисунок 5, а, б). Предельные значения погрешности квантования $E_m = e(n)_{\max} = \eta Q$, где $\eta = 1$ при усечении и $1/2$ при округлении.

Вследствие априорной неизвестности значений сигнала и погрешности квантования ее рассматривают как случайный дискретный процесс или шум квантования, накладывающийся на квантуемый дискретный сигнал: $x_{\text{кв}}(n) = x(n) + e(n)$ и с равной вероятностью принимающий любые значения в вышеуказанных пределах. На графиках законов распределения шума квантования (рисунок 6, а, б) обоим способам квантования соответствует одинаковая плотность вероятностей $p(e) = 1/Q$, отвечающая условию нормировки.

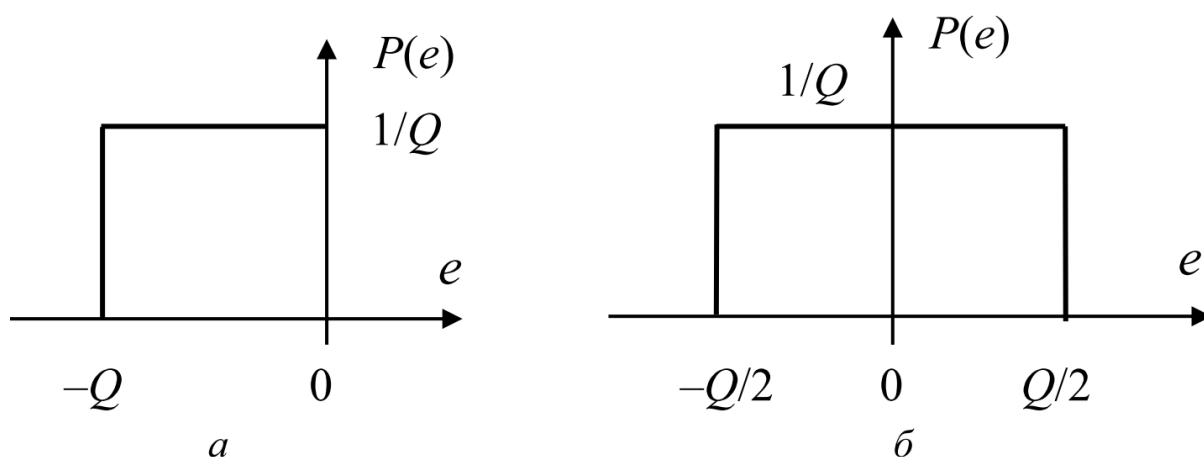


Рисунок 6 – Плотности вероятностей шума квантования при усечении (а) и округлении (б)

Спектрально-корреляционные свойства шума квантования существенно зависят от вида и параметров преобразуемого сигнала. В общем случае значения отсчетов шума квантования коррелированы со значениями входного сигнала и между собой. Наиболее высокая степень корреляции наблюдается при детерминированных сигналах и наименьшая – при случайных. К последним относятся реальные речевые, музыкальные сигналы, выходные сигналы измерительных датчиков, а также любые сигналы на входе системы ЦОС с наложенными на них шумами или случайными помехами.

Наложение внешнего шума или помехи с приведенным ко входу АЦП уровнем, превышающим значение единицы младшего разряда Q , суще-

ственно декоррелирует или рандомизирует шум квантования. Это позволяет рассматривать шум квантования, возникающий при преобразовании случайного сигнала, как дискретный случайный процесс типа белый шум с равномерной спектральной плотностью: $P_{\text{кв}}(f) = \sigma_{\text{кв}}^2 / f_{\text{д}}$.

Повышение частоты дискретизации $f_{\text{д}}$ уменьшает спектральную плотность шума квантования в основной полосе частот, позволяя при определенных условиях уменьшить необходимое значение разрядности АЦП, т.е. обменять разрядность сигнала на скорость его обработки.

Модель шума квантования с вышеприведенными характеристиками широко используется в теории ЦОС.

При цифровой обработке сигналов в инфокоммуникационных системах применяется также неравномерное квантование, учитывающее статистические свойства сигнала и минимизирующее среднеквадратическое значение шума квантования.

Под фильтрацией понимают такое преобразование сигнала, при котором его определенные полезные особенности сохраняются, а нежелательные свойства подавляются. Осуществляется фильтрация при помощи фильтра, представляющего собой динамическую систему с определенными динамическими свойствами. С помощью фильтрации решают многочисленные задачи, возникающие на практике, в том числе:

- 1) подавление шумов, маскирующих сигнал;
- 2) устранение искажения сигнала, вызванного несовершенством канала передачи или погрешностью измерения;
- 3) разделение двух или более различных сигналов, которые были преднамеренно смешены для того, чтобы в максимальной степени использовать канал;
- 4) разложение сигналов на частотные составляющие;
- 5) демодуляция сигналов;
- 6) преобразование дискретных сигналов в аналоговые;
- 7) ограничение полосы частот, занимаемой сигналами.

Фильтрацию можно представить как процесс изменения частотного спектра сигнала в некотором желаемом направлении. Этот процесс может привести к усилению или ослаблению частотных составляющих в некотором диапазоне частот, к подавлению или выделению какой-либо конкретной частотной составляющей и т.п.

Разработка практических методов фильтрации процессов зачастую базируется на следующем принципиальном допущении: спектры полез-

ного сигнала и сигнала помехи не перекрываются. Например, в случае взаимного расположения спектров, показанного на рисунке 7, а необходимо потребовать, чтобы фильтр пропускал все частотные составляющие в диапазоне $[0, \omega_{\text{гр}}]$ и подавлял частотные составляющие в диапазоне $(\omega_{\text{гр}}, \infty)$.

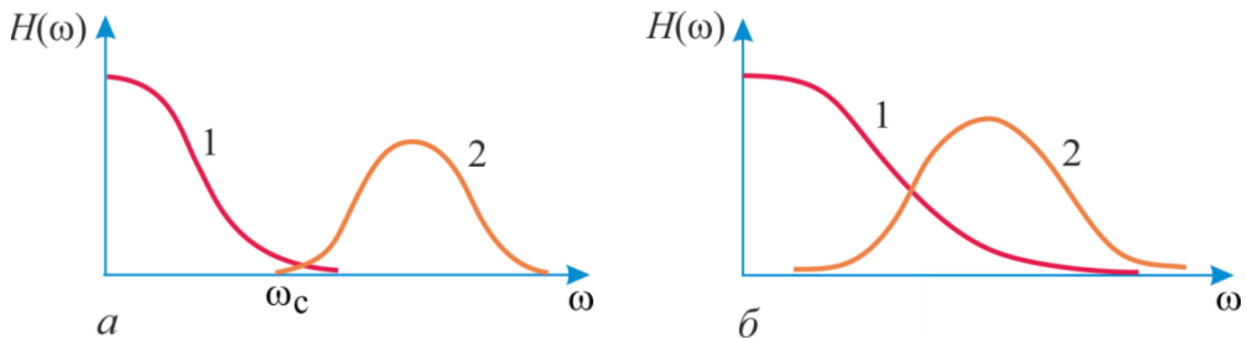


Рисунок 7 – Амплитудные спектры полезного сигнала (1) и помехи (2): с незначительным перекрытием (а); со значительным перекрытием (б)

Задача фильтрации существенно усложняется, если спектры полезного сигнала и сигнала помехи перекрываются (рисунок 7, б). Здесь нельзя однозначно установить границу между полосой пропускания и полосой задерживания. Смещение границы влево приводит к большему искажению полезного сигнала за счет подавления его высокочастотных составляющих, а смещение вправо – к большему искажению за счет помех. В этом случае ставят и решают задачу поиска оптимального фильтра.

Полоса частот, в которой сигналы пропускаются (усиливаются) фильтром, называется **полосой пропускания**. Полоса частот, где сигналы подавляются (ослабляются) фильтром, называется **полосой задерживания**. Частоты, лежащие на границе полос пропускания и задерживания, называются **граничными частотами**.

В зависимости от взаимного расположения полос пропускания и задерживания различают следующие типы фильтров:

- фильтры нижних частот (ФНЧ);
- фильтры верхних частот (ФВЧ);
- полосовые фильтры (ПФ);
- заграждающие (режекторные) фильтры (ЗФ).

Перечисленные выше типы фильтров широко применяются при обработке данных и сигналов. Поэтому их часто называют **базисными фильтрами**. В идеале базисные фильтры должны иметь амплитудно-частотные характеристики, представленные на рисунке 8.

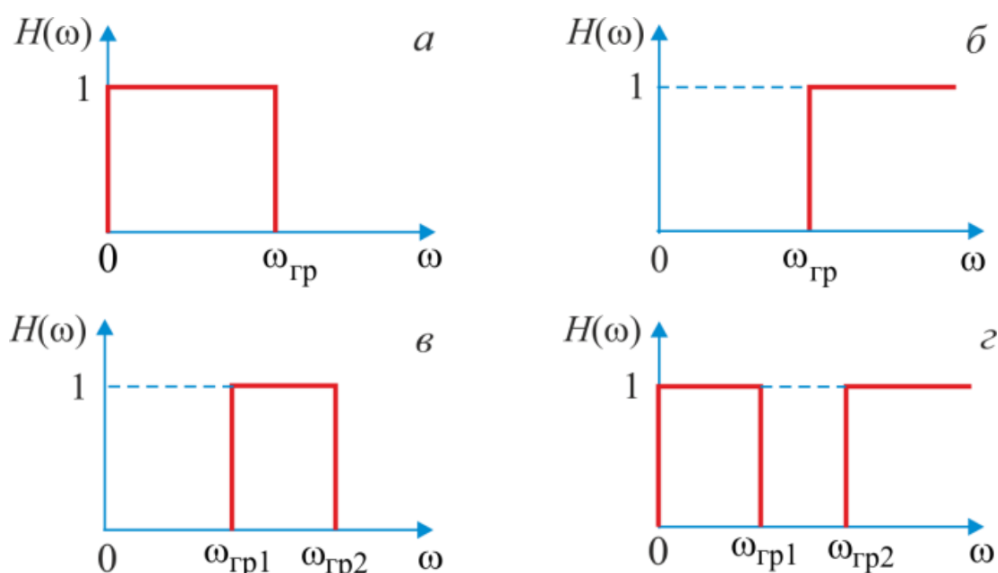


Рисунок 8 – Идеальные АЧХ базисных фильтров: низких частот (а); высоких частот (б); полосового (в); режекторного (г)

Покажем, что реализовать фильтры с идеальными характеристиками нельзя. Рассмотрим идеальный ФНЧ, обобщенную частотную характеристику которого можно записать так:

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_{cp}, \\ 0, & |\omega| > \omega_{cp}. \end{cases} \quad (3)$$

Частотные характеристики фильтра, построенные по выражению (3), показаны на рисунке 9, а. Применив к предыдущему выражению обратное преобразование Фурье, найдем импульсную переходную функцию идеального ФНЧ:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot e^{-j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{cp}}^{\omega_{cp}} e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi jt} (e^{j\omega_{cp}t} - e^{-j\omega_{cp}t}) = \frac{\omega_{cp}}{\pi} \frac{\sin \omega_{cp}t}{\omega_{cp}t}. \quad (4)$$

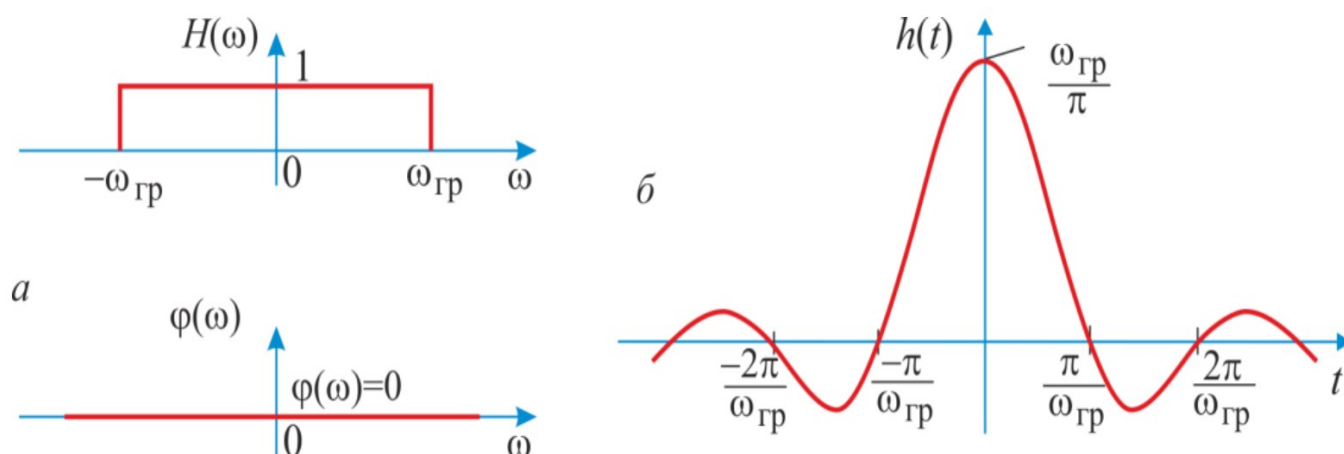


Рисунок 9 – Характеристики идеального ФНЧ: а – АЧХ и ФЧХ; б – ИПФ

Импульсная переходная функция $h(t)$ построена на рисунке 9, б. Как видно, $h(t) \neq 0$ при $t < 0$ и тем самым нарушено условие физической реализуемости системы. Идеальный ФНЧ поэтому реализовать нельзя.

Задача проектирования фильтра по заданным требованиям к частотным характеристикам является достаточно сложной и многоэтапной. На первом этапе решается *задача аппроксимации*, которая заключается в определении передаточной функции $H(s)$ устойчивого и физически реализуемого фильтра, АЧХ которого наилучшим образом приближается к определенной идеальной характеристике.

Передаточная функция устойчивого и физически реализуемого фильтра должна удовлетворять следующим условиям:

- число нулей и полюсов передаточной функции должно быть конечным;
- число нулей не должно превышать число полюсов;
- полюсы должны располагаться в левой полуплоскости.

Получить идеальные характеристики у фильтров, удовлетворяющих приведенным выше условиям, на практике не удастся. Поэтому обычно при проектировании аналоговых фильтров задаются определенные требования к частотным характеристикам, которые определяют степень их отклонения от идеальных.

Во-первых, в полосе пропускания допускается отклонение значения коэффициента передачи фильтра от единицы на величину δH_{Π} , а в полосе задерживания – от нуля на величину δH_3 (рисунок 10).

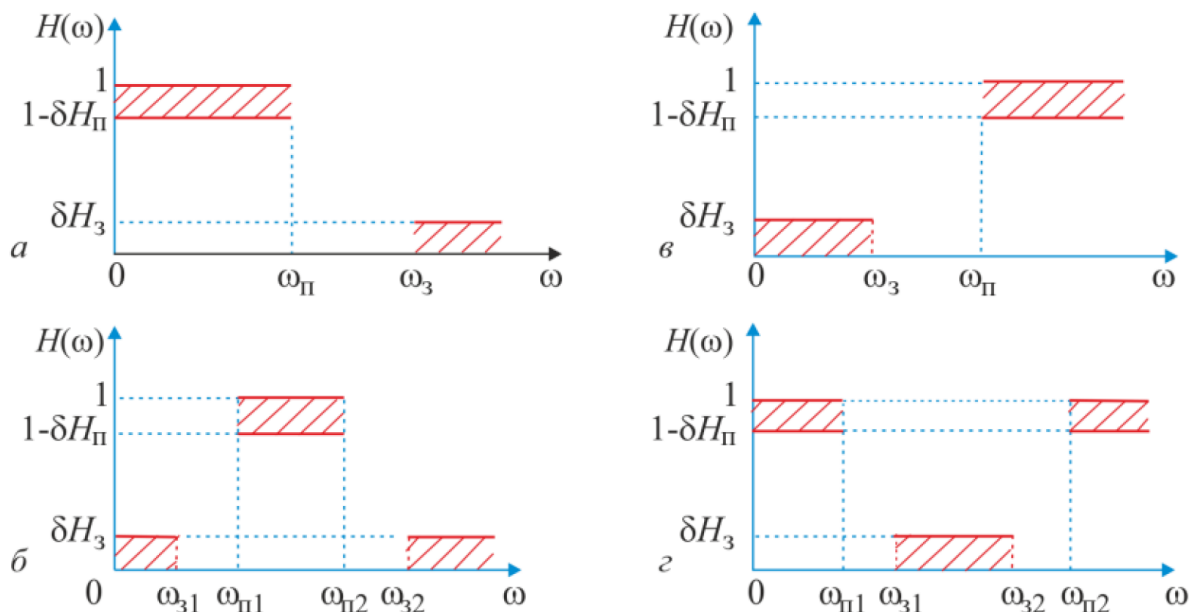


Рисунок 10 – Исходные требования к АЧХ базисных фильтров:
а – ФНЧ, б – ФВЧ, в – ПФ, г – ЗФ

Величину δH_{Π} называют неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, а величину $\delta H_{З}$ – максимальным отклонением АЧХ в полосе задерживания.

Во-вторых, ввиду того, что реализовать резкое изменение коэффициента передачи фильтра от нуля до единицы и, наоборот, в соответствии с характеристиками, показанными на рисунке 8, не удастся, вводится так называемая переходная полоса между полосой пропускания и полосой задерживания. В пределах этой полосы коэффициент передачи фильтра изменяется произвольным образом от значений, заданных для полосы пропускания, до значений, требуемых в полосе задерживания (рисунок 10).

Таким образом, в качестве исходных данных при решении задачи аппроксимации задаются граничные частоты полос пропускания и задерживания, допуски на максимальное значение неравномерности АЧХ в полосе пропускания δH_{Π} и максимальное отклонение АЧХ от нуля в полосе задерживания $\delta H_{З}$,

Большинство методов решения задачи аппроксимации не позволяют учесть требования к АЧХ и ФЧХ. Методы построения фильтров с заданными требованиями как к АЧХ, так и к ФЧХ достаточно сложны, базируются, как правило, на использовании дополнительного корректора ФЧХ.

Широкое распространение получили четыре вида фильтров, которые соответствуют различным способам аппроксимации идеальной прямоугольной АЧХ (рисунок 11).

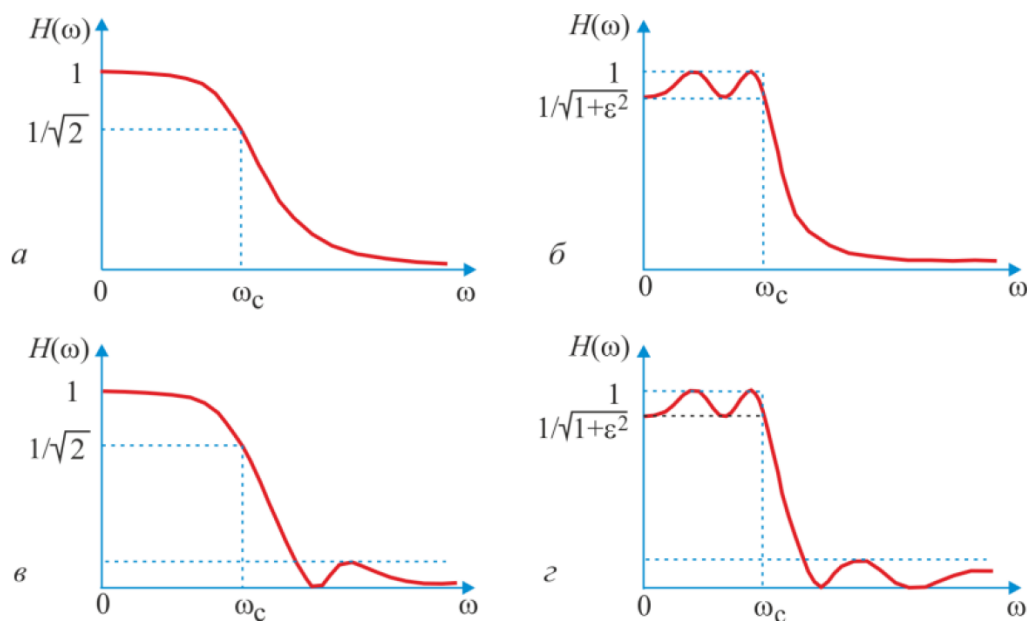


Рисунок 11 – Амплитудно-частотные характеристики типовых ФНЧ:

а – фильтр Баттерворта; б – фильтр Чебышева первого рода;
в – фильтр Чебышева второго рода; г – эллиптический фильтр

1) Фильтры Баттерворта, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания (рисунок 11, а);

2) Фильтры Чебышева первого рода, имеющие заданную величину пульсаций АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания (рисунок 11, б);

3) Фильтры Чебышева второго рода, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и фиксированный уровень пульсаций в полосе задерживания (рисунок 11, в);

4) Эллиптические фильтры, имеющие равноволновые пульсации АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания (рисунок 11, г).

Фильтры Баттерворта, как отмечалось выше, имеют максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания. АЧХ фильтра Баттерворта описывается выражением:

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_c)^{2n}}}, \quad (5)$$

где ω_c – граничная частота, n – порядок фильтра.

АЧХ фильтров Баттерворта различных порядков показаны на рисунке 12.

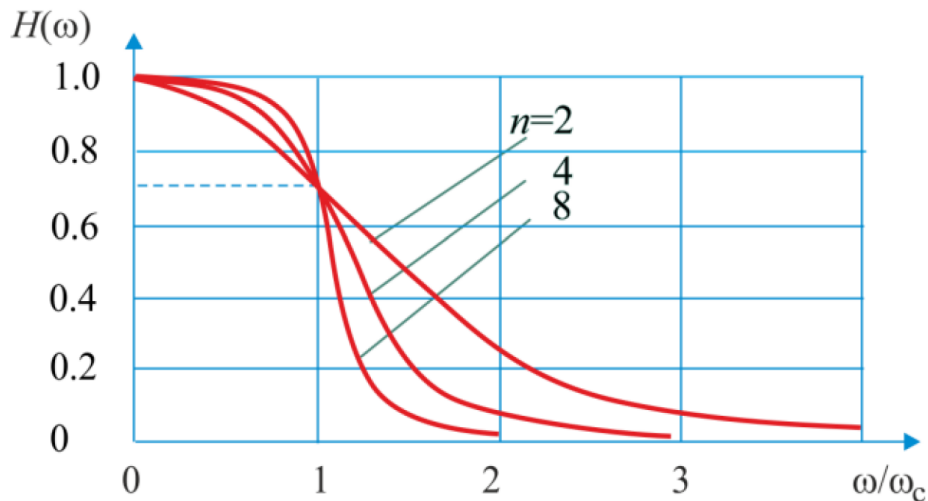


Рисунок 12 – АЧХ фильтров Баттерворта различных порядков

По мере возрастания порядка n фильтра Баттерворта коэффициент передачи в полосе пропускания все в большей степени приближается к еди-

нице, переходная область все в большей степени сужается, а в полосе задерживания функция передачи все ближе и ближе подходит к нулю. При $n \rightarrow \infty$ АЧХ фильтра Баттерворта приближается к идеальной.

Таким образом, порядок фильтра n и граничная частота ω_c являются теми параметрами, выбор которых позволяет удовлетворить заданный набор требований к АЧХ фильтра в полосе пропускания и полосе задерживания.

Квадрат амплитудно-частотной характеристики фильтра Чебышева первого рода определяется выражением:

$$H^2(\omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 V_n^2(\omega / \omega_c)}, \quad (6)$$

где V_n – полином Чебышева порядка n , который может быть образован с помощью рекуррентной формулы:

$$V_{n+1}(x) - 2xV_n(x) + V_{n-1}(x) = 0$$

Здесь первые два полинома принимаются равными: $V_0(x)=1$; $V_1(x)=x$.

На рисунке 13 показаны АЧХ фильтра Чебышева первого рода четвертого и пятого порядков.

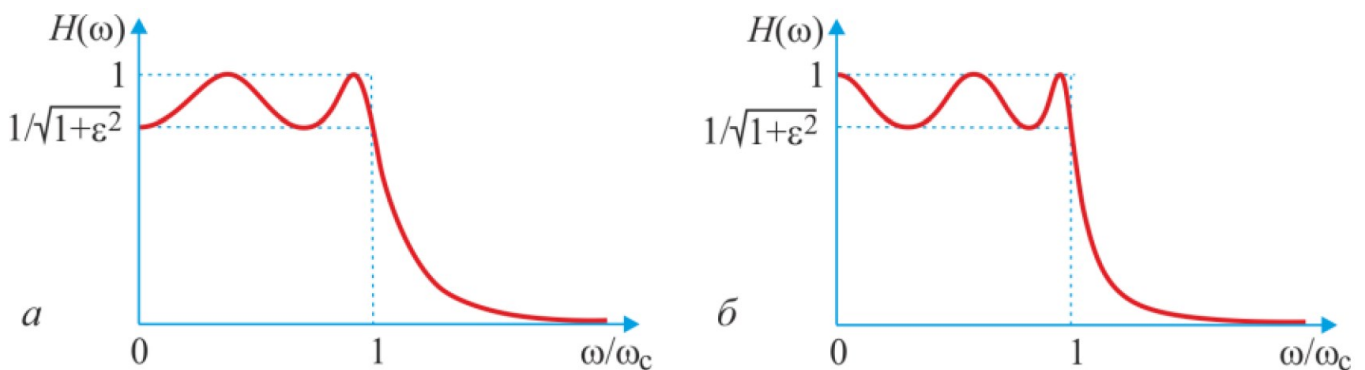


Рисунок 13 – АЧХ фильтров Чебышева первого типа ($\varepsilon=0.765$):

а – $n=4$, б – $n=5$

АЧХ имеет пульсации в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания. Размах пульсации АЧХ равен

$$\delta = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \quad (7)$$

Таким образом, ε представляет собой свободный параметр, который устанавливает величину неравномерности передачи в полосе пропускания.

4 Задание на практическую работу

Практическая работа состоит из четырех частей. В первой части изучаются эффекты, возникающие при дискретизации аналогового сигнала. Во второй части рассматриваются случаи дискретизации импульсных сигналов. В третьей и четвертой частях изучаются шумы квантования, возникающие при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразовании для различных методов квантования с усечением и округлением.

4.1 Изучение эффектов наложения возникающих при дискретизации

Для проведения эксперимента, необходимо собрать схему из типовых элементов, используя при этом браузер библиотеки Simulink, рисунок 14.

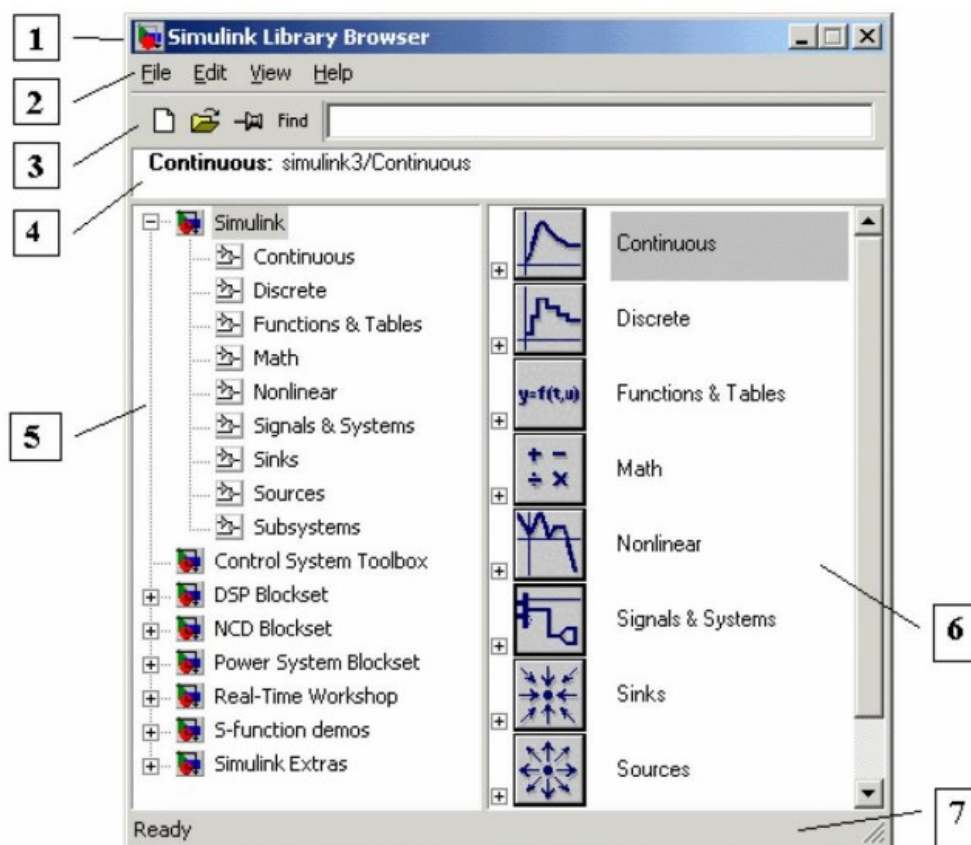


Рисунок 14 – Окно браузера библиотеки Simulink: 1 – панель с названием окна Simulink Library Browser; 2 – панель меню; 3 – панель инструментов с кнопками; 4 – окно с названием выбранного раздела библиотеки; 5 – левое окно со списком разделов библиотеки 6 – правое окно для вывода содержания открытого раздела или подраздела библиотеки в виде пиктограмм; 7 – строку состояния окна.

Вся библиотека Simulink разбита на девять разделов, а именно:

1. **Continuous** – линейные блоки.
2. **Discrete** – дискретные блоки.
3. **Functions & Tables** – функции и таблицы.
4. **Math** – блоки математических операций.
5. **Nonlinear** – нелинейные блоки.
6. **Signals & Systems** – сигналы и системы.
7. **Sinks** – регистрирующие устройства.
8. **Sources** – источники сигналов и воздействий.
9. **Subsystems** – блоки подсистем.

Для создания модели в Simulink необходимо последовательно выполнить ряд действий.

1. Создать новый файл модели с помощью команды **File/New/Model**, или используя кнопку на панели инструментов. Вновь созданное окно модели имеет вид (рисунок 15).

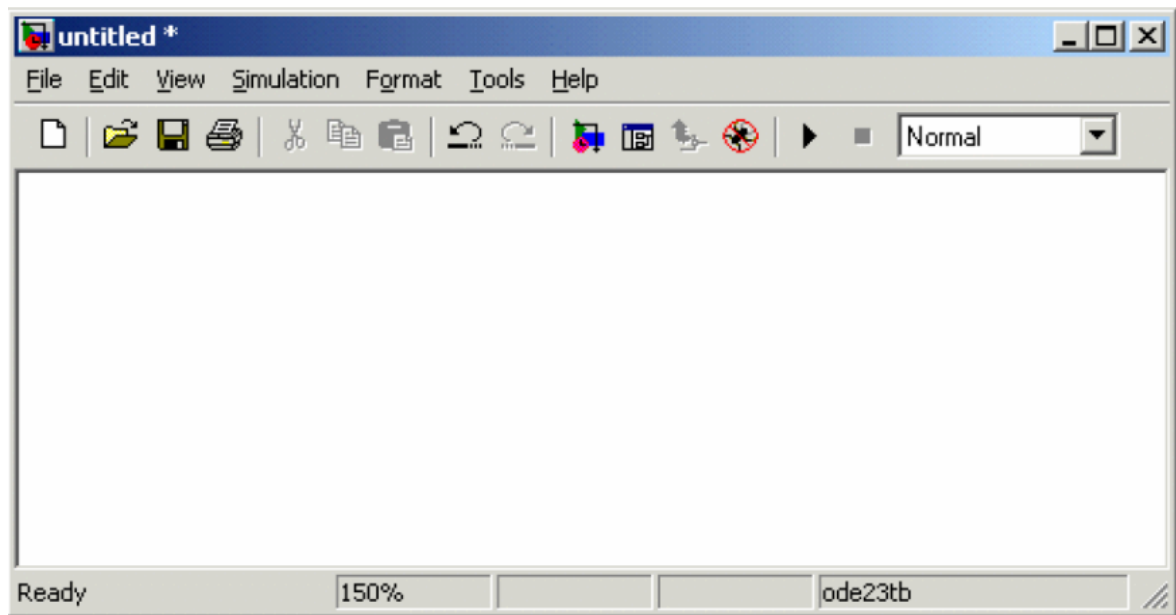


Рисунок 15 – Созданное окно модели

2. Расположить блоки в окне модели. Для этого необходимо открыть соответствующий раздел библиотеки (Например, **Sources – Источники**). Далее, указав курсором на требуемый блок и нажав на левую клавишу мыши и перетащить блок в созданное окно. Клавишу мыши нужно держать нажатой. Для удаления блока необходимо выбрать блок (указать курсором на его изображение и нажать левую клавишу мыши), а затем нажать клавишу **Delete** на клавиатуре (рисунок 16).

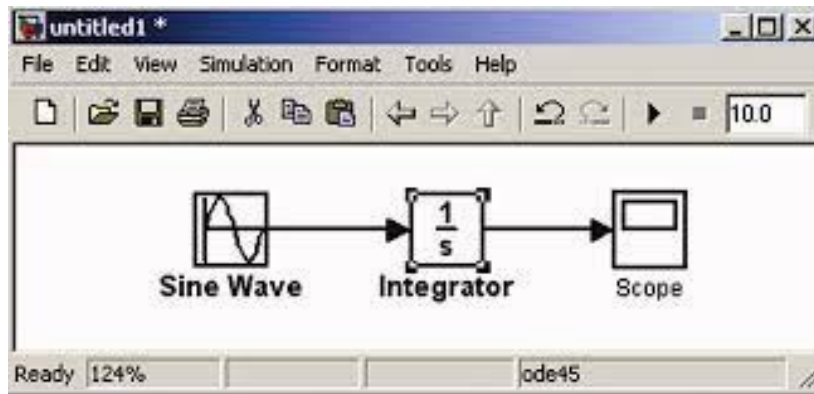


Рисунок 16 – Окно модели, содержащее блоки

3. Для того чтобы установить параметры компонента модели, нужно навести курсор мыши на изображение компонента и дважды щелкнуть левой кнопкой мыши. Откроется окно редактирования параметров. При задании численных параметров в качестве десятичного разделителя должна использоваться точка, а не запятая. После внесения изменений нужно закрыть окно кнопкой **ОК**.

Схема, используемая для изучения эффектов наложения спектра, возникающих при дискретизации аналогового сигнала на примере гармонических колебаний, имеющих разные частоты представлена на рисунке 17.

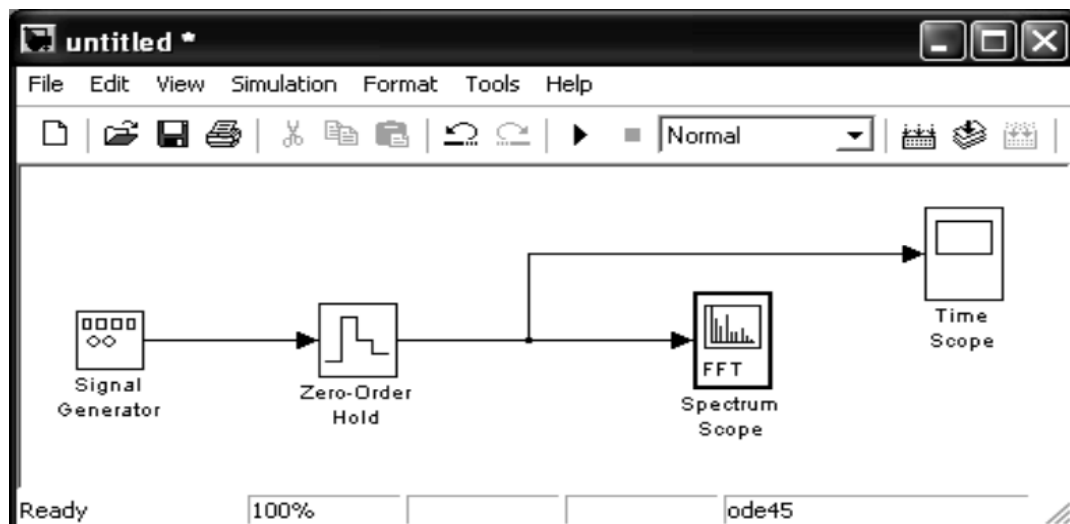


Рисунок 17 – Схема для изучения эффектов наложения при дискретизации аналогового сигнала

Провести настройку генератора сигналов, выбрав вид сигнала *SIN*, амплитуду выходного сигнала **1 вольт** и частоту **1 кГц**. Настроить *экстраполятор нулевого порядка (Zero-Order Hold)* на частоту дискретизации **48 кГц**, рисунок 18.

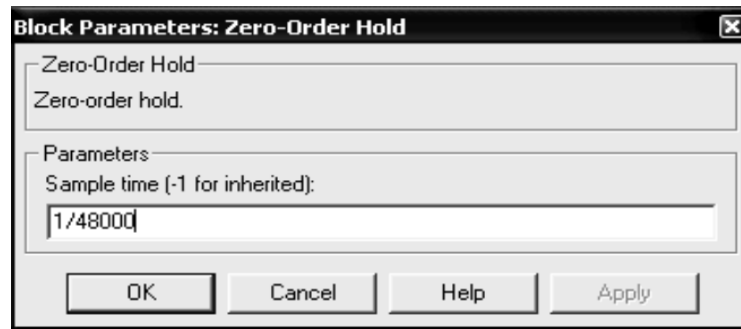


Рисунок 18 – Окно настройки параметров экстраполятора нулевого порядка

Далее необходимо настроить осциллограф, рисунок 19, причем во вкладке *«История данных» («Data history»)* необходимо убрать галочку ограничения объема отображаемых точек.

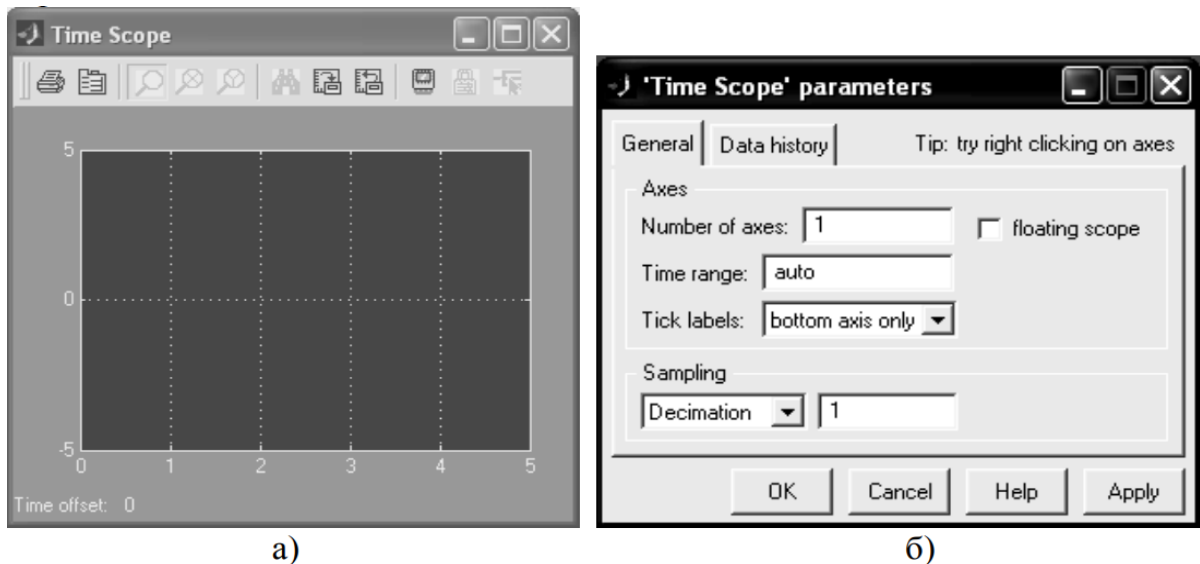


Рисунок 19 – Окна осциллографа: а) – основное окно; б) – окно настройки

Анализатор спектра необходимо настроить, как показано на рисунке 20, выбрав *размер входного буфера (Buffer size)* 4096, *перекрывание буферов (Buffer overlap)* 64 и *длину БПФ (FFT Length)* 4096.

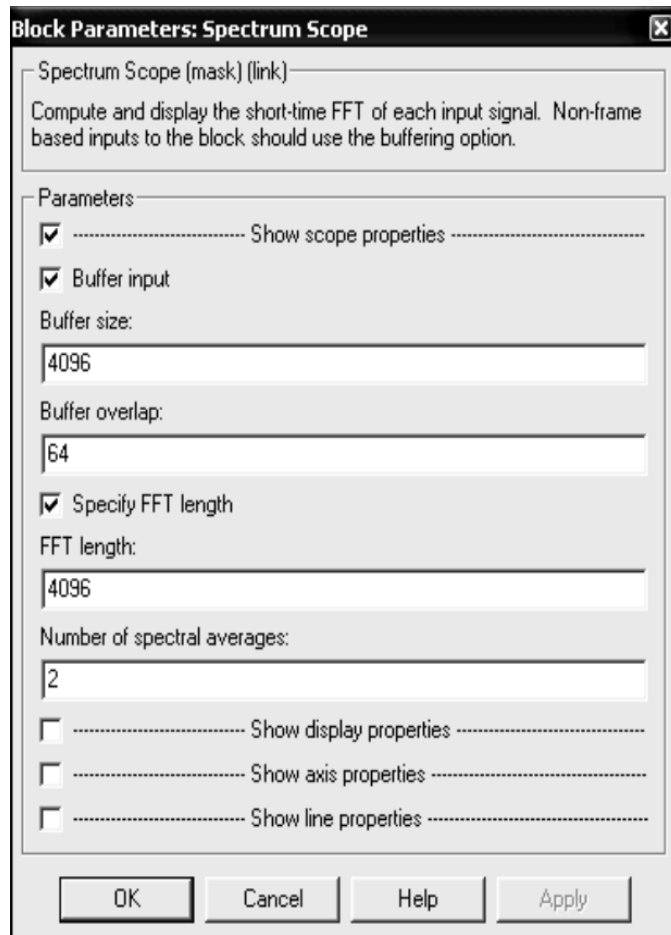


Рисунок 20 – Окно настройки анализатора спектра

Запустив схему на выполнение необходимо посмотреть сигнал, получаемый в окнах *Time Scope* и *Spectrum Scope*. После чего требуется провести эксперимент для частот в диапазоне от 1 кГц до 96 кГц, с шагом 16 кГц. Отобразить получаемые результаты с объяснениями в отчете.

4.2 Изучение влияния ограничения спектра аналогового сигнала при дискретизации

Собрать схему, изображённую на рисунке 21. Провести настройку генератора импульсных сигналов (Pulse Generator) выбрав амплитуду импульсов 1 В и частоту следования 1 кГц, длительность импульса 20%.

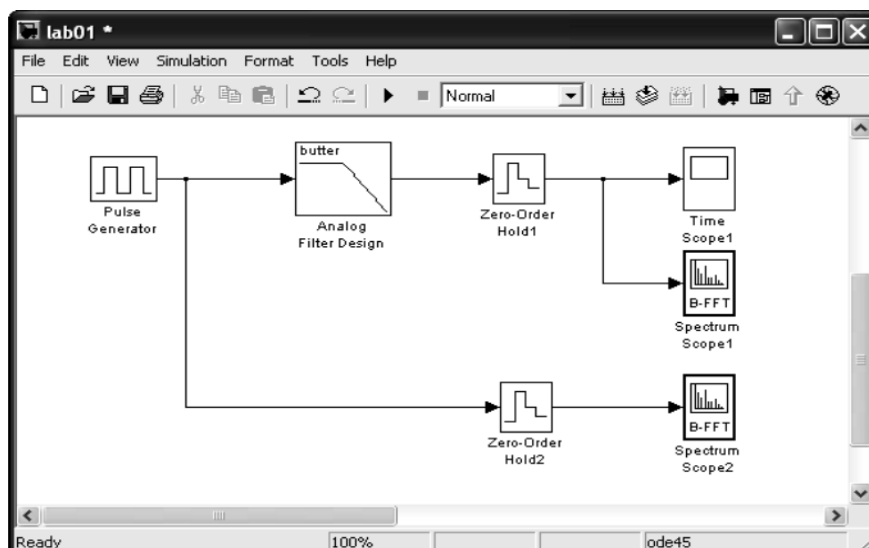


Рисунок 21 – Схема для изучения влияния ограничения спектра аналогового сигнала при дискретизации

Настроить аналоговый противомаскировочный фильтр (Analog Filter Design) рисунок 22, выбрав в качестве характеристики фильтра характеристику Батерворта, порядок 16 частоту среза 10 кГц.

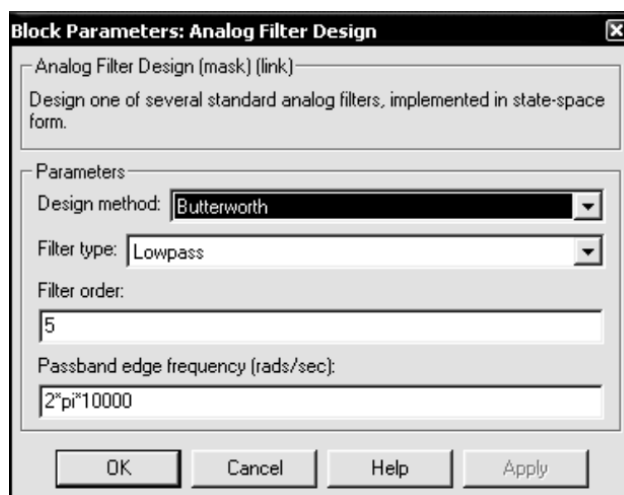


Рисунок 22 – Окно настройки аналогового фильтра

Запустить схему. Сравнить спектры, получаемые до аналогового фильтра и после него. Сделать эксперимент для различных частот среза фильтра, его характеристики и порядка. В качестве частот среза выбрать значения 2, 5 и 10 кГц. Эксперимент провести для фильтров с характеристиками Чебышева и Эллиптической. Порядок фильтра выбрать равным: 16, 8 и 2. Полученные результаты с объяснениями отразить в отчете. Привести теоретический спектр сигнала, используемый в эксперименте. Привести формулу, по которой производится расчет его гармоник.

4.3 Изучение квантования методом усечения

Собрать схему, приведенную на рисунке 23. Провести настройку генератора сигналов, выбрав вид сигнала SIN, амплитуду выходного сигнала 1 В и частоту 10 Гц.

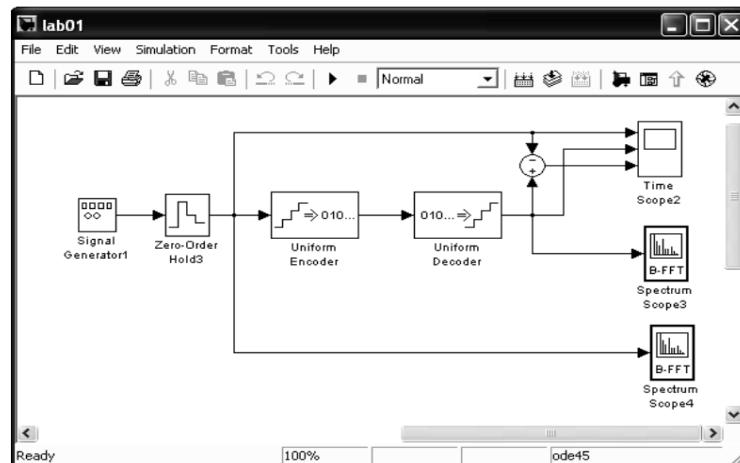
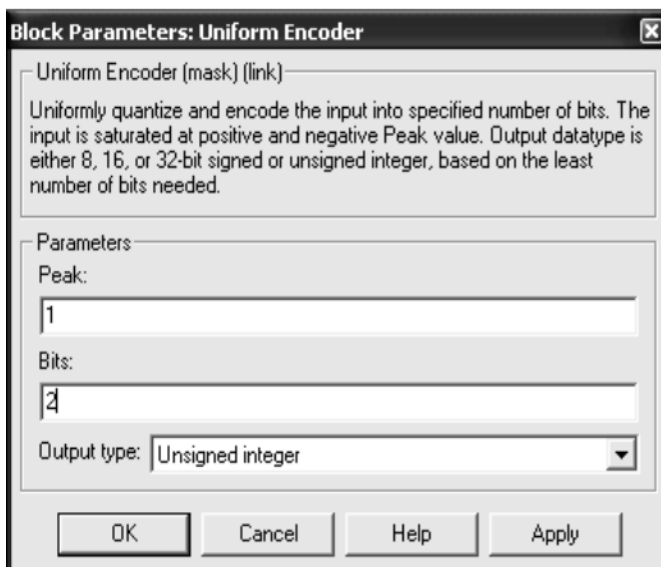
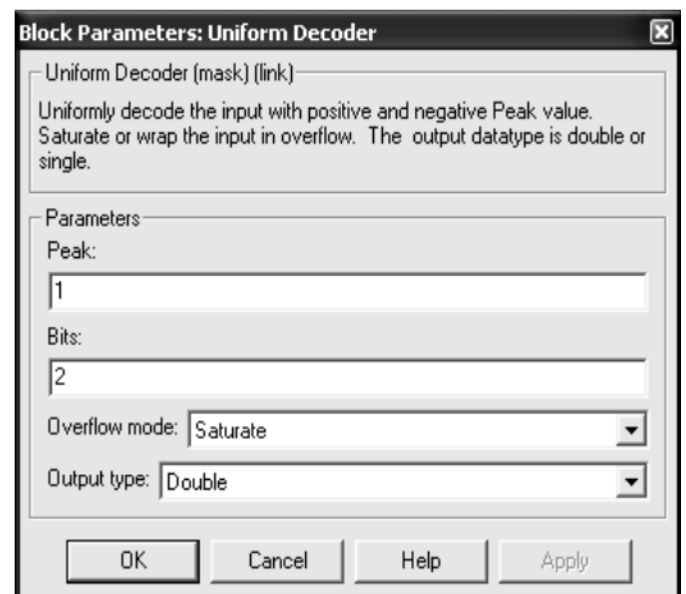


Рисунок 23 – Схема, используемая для изучения квантования методом усечения

Далее необходимо установить частоту дискретизации 1 кГц. Сделать длительность симуляции 10 секунд. Для проведения исследований необходимо выбрать разрядность АЦП (Uniform Encoder) и ЦАП (Uniform Decoder) 2 разряда, рисунок 24.



а)



б)

Рисунок 24 – Окна настройки АЦП И ЦАП: а) окно настройки АЦП; б) окно настройки ЦАП

Запустить модель. Проанализировать полученные результаты. Провести эксперимент для значений разрядности 4, 8, 16. Все полученные результаты с объяснениями привести в отчете.

4.4 Изучение квантования методом округления сигнала

Собрать схему, приведенную на рисунке 25. Провести настройку генератора сигналов, выбрав вид сигнала SIN, амплитуду выходного сигнала 1 В и частоту 10 Гц.

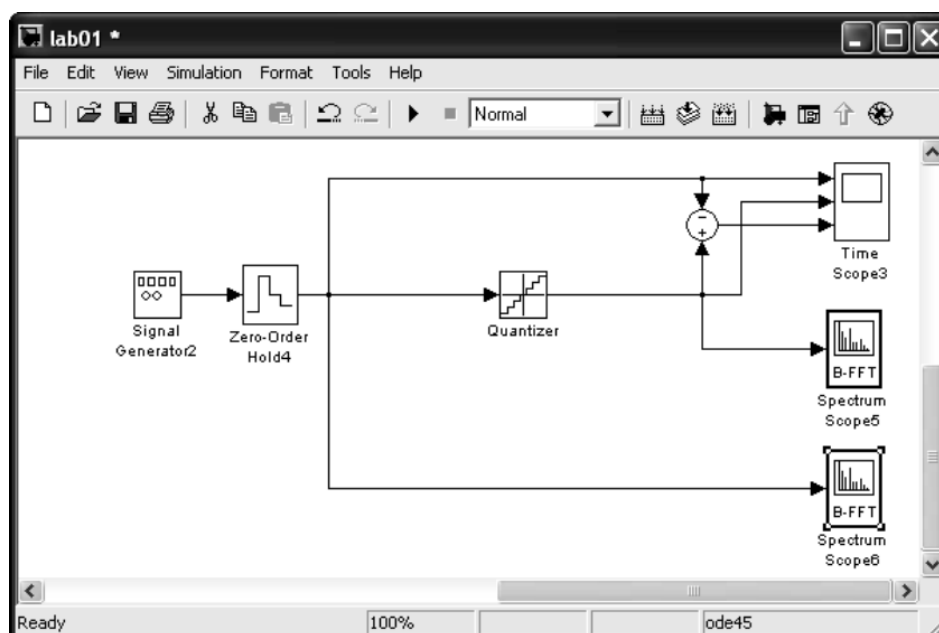


Рисунок 25 – Схема для изучения квантования сигналов округлением

Установить частоту дискретизации 1 кГц. Сделать длительность симуляции 10 секунд. Выбрать число уровней квантования, как показано на рисунке 26.

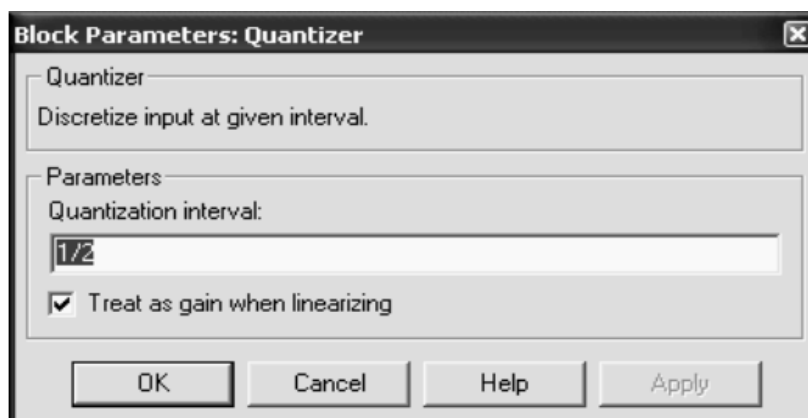


Рисунок 26 – Окно настройки квантователя

Запустить модель. Проанализировать полученные результаты. Прodelать эксперимент для значений числа уровней квантования равных 2, 8 и 16. Полученные результаты с объяснениями привести в отчете.

5 Требования к оформлению отчёта по выполнению практической 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 6.0 Equation.

Отчёт по выполнению практической работы должен содержать:

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

Результаты различных измерений необходимо представить в виде нескольких самостоятельных таблиц и 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

1. Как зависят искажения восстановления сигнала от частоты дискретизации и максимальной частоты его спектра в основной полосе?
2. Как определяется погрешность квантования дискретного квантованного сигнала?
3. Каков алгоритм преобразования дискретного квантованного сигнала в цифровой (алгоритм цифрового кодирования)?
4. При каком условии цифровой и дискретный сигналы математически адекватны?
5. Как выражаются погрешности квантования для цифрового сигнала, представленного в дробном формате?
6. Как определяется автокорреляционная функция и спектральная плотность шума квантования АЦП?
7. Из каких условий выбирается необходимая разрядность АЦП?
8. Приведите пример практической задачи, требующей для своего решения применения частотных фильтров.
9. С какой целью в АЧХ фильтра вводится переходная полоса между полосой пропускания и полосой задерживания?
10. Дайте понятия полосы пропускания, полосы задерживания, граничных частот.
11. В каком виде задаются исходные данные при проектировании базисных фильтров?
12. Какой параметр устанавливает величину неравномерности передачи фильтра Чебышева первого рода в полосе пропускания?
13. Поясните основные отличия АЧХ фильтров Баттерворта и Чебышева первого рода.
14. Какие преобразования сигналов имеют место в системе цифровой обработки аналоговых сигналов?
15. Что такое дискретный сигнал и дискретная последовательность?
16. В чем заключаются взаимосвязь и отличие спектров дискретного и аналогового сигналов?
17. Можно ли по известному спектру дискретного сигнала найти спектр соответствующего ему аналогового сигнала?
18. Как по известному спектру аналогового сигнала определить спектр соответствующего ему дискретного сигнала?
19. В чем заключается и как проявляется наложение спектров при дискретизации сигналов?

20. Из каких условий выбирается частота дискретизации аналоговых сигналов?

21. Каким образом могут быть уменьшены искажения, связанные с дискретизацией сигнала?

22. Покажите, как преобразуется спектр периодического сигнала при дискретизации с частотой, меньшей частоты сигнала?

23. Как изменяется спектр сигнала при цифроаналоговом преобразовании?

7 Шкала оценивания выполненной практической 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%**.

Практическая работа №6

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 практической 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).

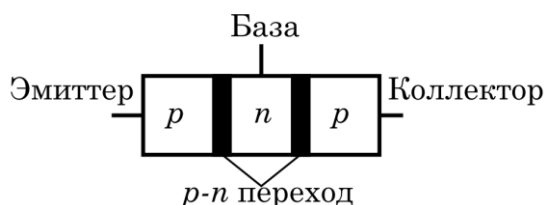


Рисунок 1 – Упрощённая структура биполярного транзистора

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.

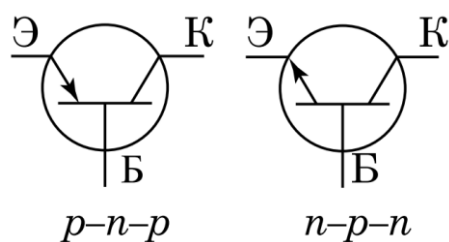


Рисунок 2 – УГО транзистора

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).

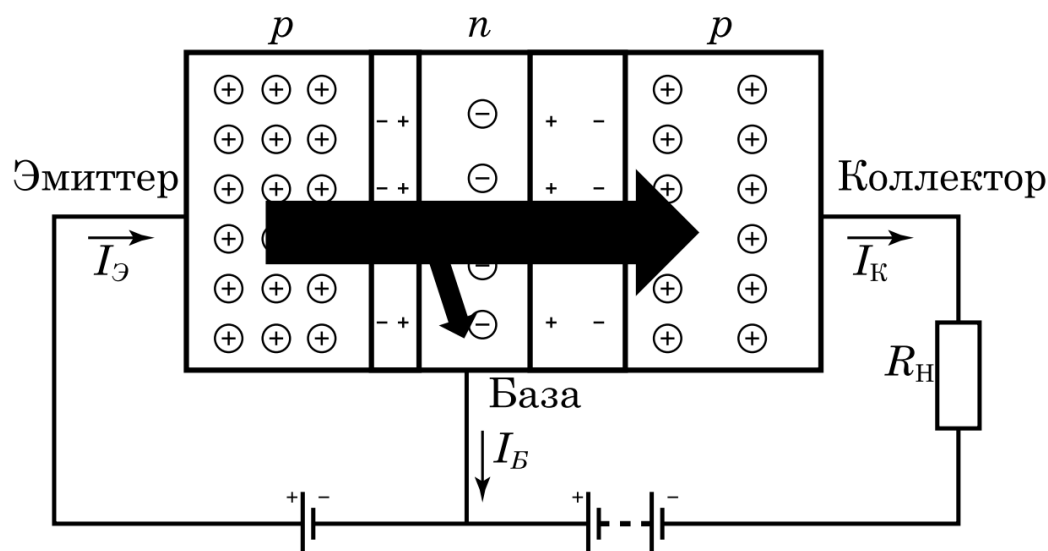


Рисунок 3 – Принцип действия биполярного транзистора

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 (рисунки 4).

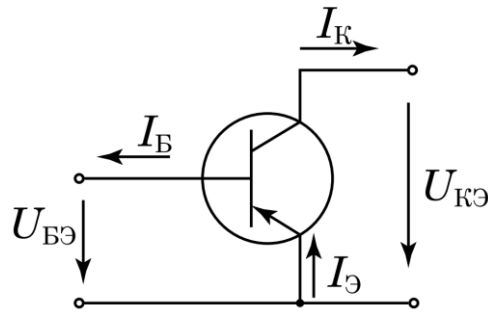


Рисунок 4 – Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

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

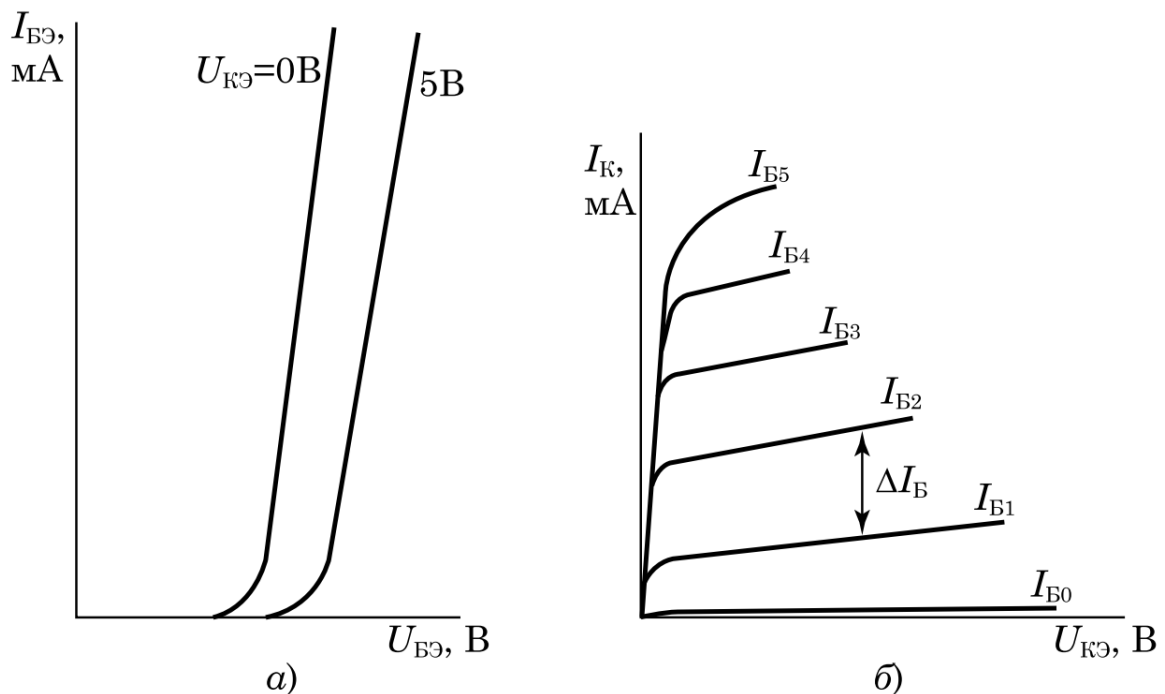


Рисунок 5 – Характеристики транзистора а – входные, б – выходные

Входные характеристики (рисунок 5, а) показывают зависимость тока базы ($I_{Б}$) от напряжения между базой и эмиттером ($U_{БЭ}$), при постоян-

ном напряжение, 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.

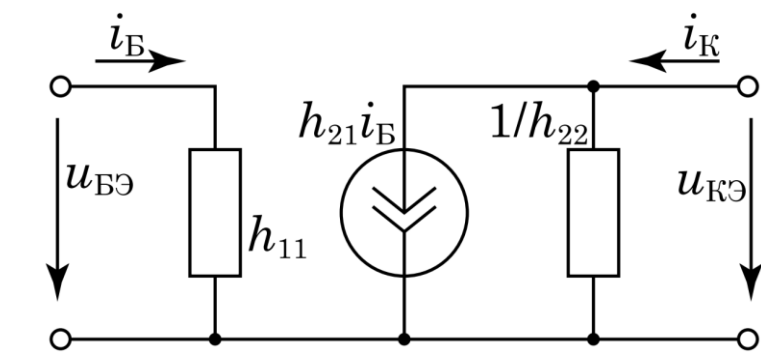


Рисунок 6 – Схема замещения транзистора

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:

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

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

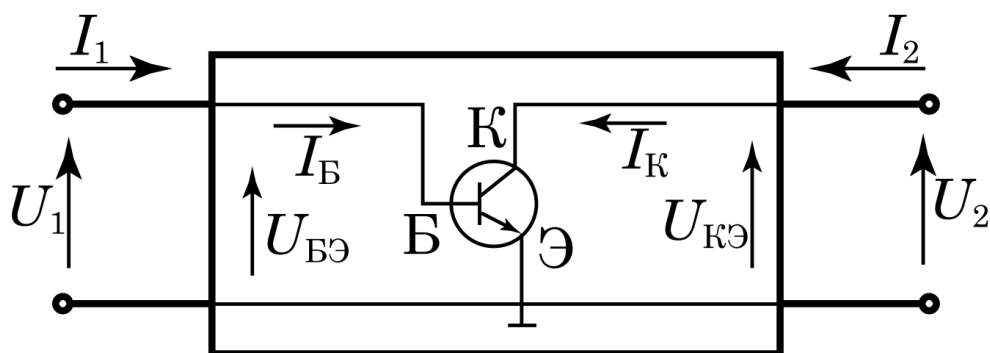


Рисунок 7 – Представление транзистора, включённого по схеме с ОЭ, в виде четырёхполюсника

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:

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

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

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

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

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

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:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B}, \text{ при } U_{КЭ} = \text{const} - \text{входное сопротивление, при коротком}$$

замыкании на выходе; $h_{12} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}}, \text{ при } I_B = \text{const} - \text{коэффициент обратной}$

связи по напряжению; $h_{21} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}, \text{ при } U_{КЭ} = \text{const} - \text{коэффициент передачи}$

тока при коротком замыкании на выходе; $h_{22} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}}, \text{ при } I_B = \text{const} - \text{вы-}$

ходная 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.

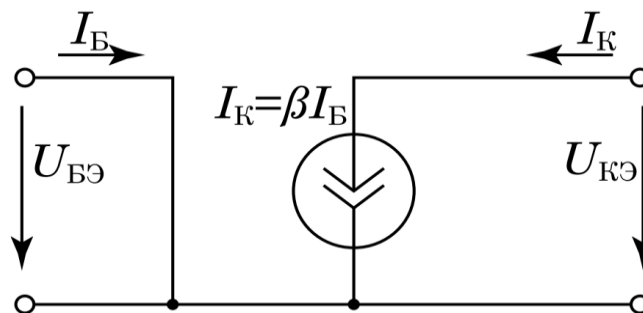


Рисунок 8 – Схема замещения транзистора на базе коэффициента β

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.

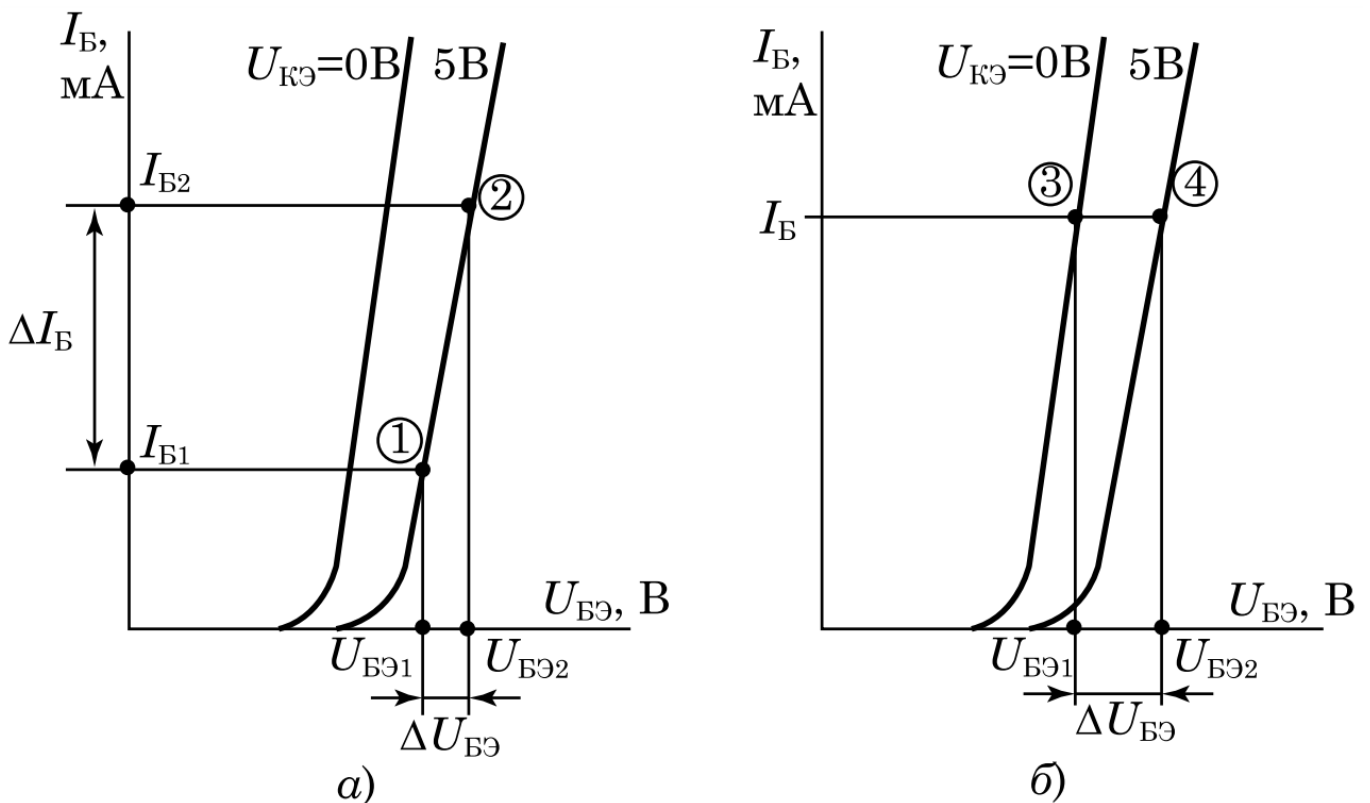


Рисунок 9 – К расчёту h -параметров транзистора а – h_{11} , б – h_{12}

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 рисунке 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.

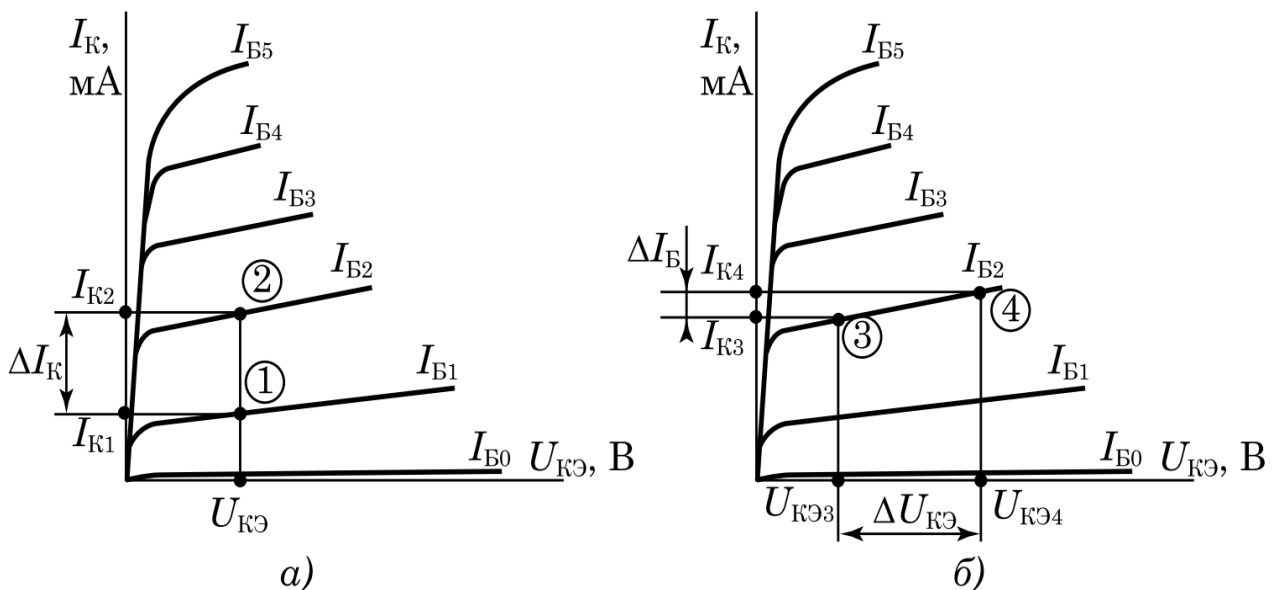


Рисунок 10 – К расчёту h -параметров транзистора а – h_{21} , б – h_{22}

При расчёте параметра h_{22} выбирается одна из имеющихся характеристик ИБ 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}
$10^3 \dots 10^4$ Ом	$2 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-3}$	20...200	$10^{-5} \dots 10^{-6}$ 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.

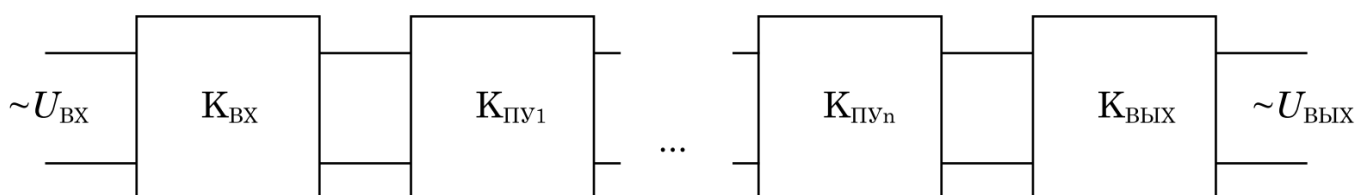


Рисунок 11 – Обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя

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*:

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

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.

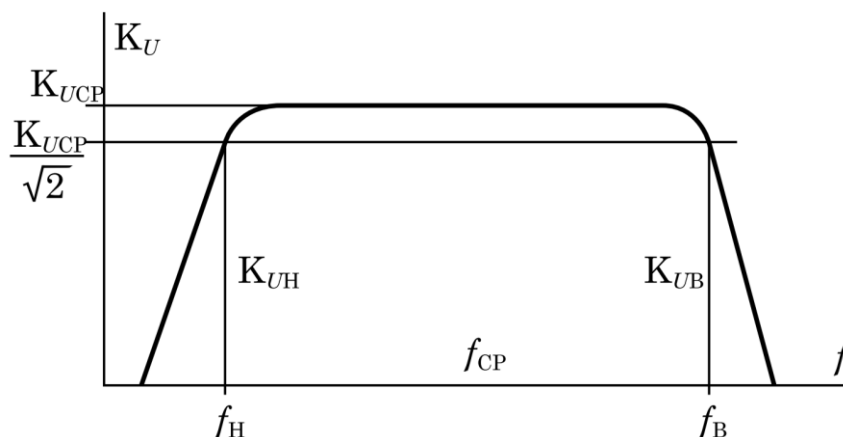


Рисунок 12 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя

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) – $f_B=15\ldots 20\,000\text{ Гц}$).

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.

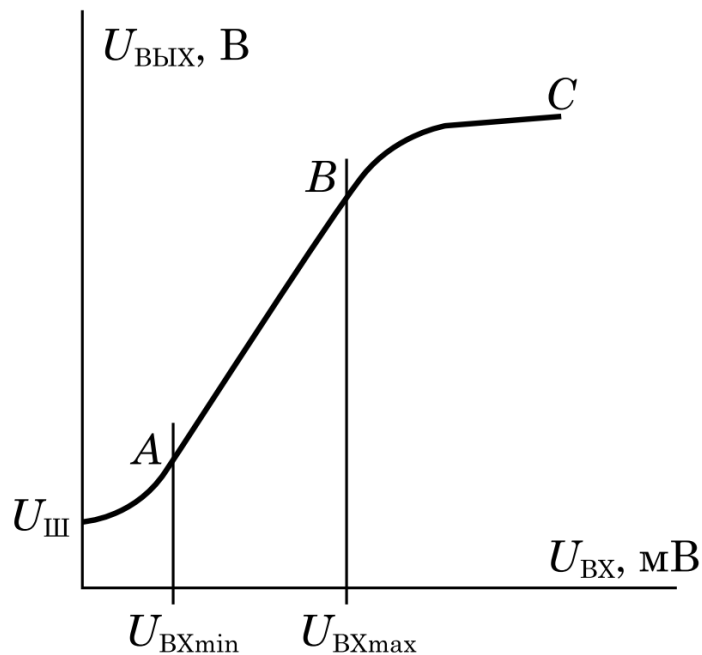


Рисунок 13 – Амплитудная характеристика усилителя

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

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

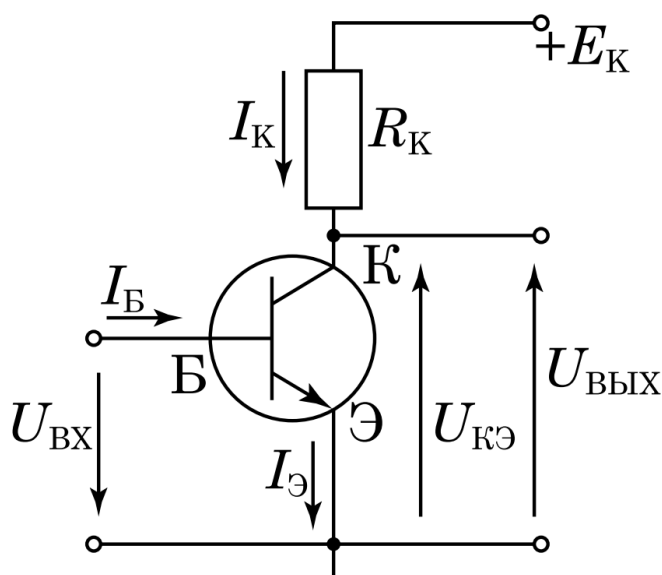


Рисунок 14 – Усилительный каскад с общим эмиттером

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 « $\perp$ », 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:

$$E_K = U_{KЭ} + R_K I_K$$

или

$$U_{KЭ} = E_K - R_K I_K.$$

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 характеристике при $I_K=0$ (точка с) и $U_{KЭ}=0$ (точка «d») (рисунок 15):

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

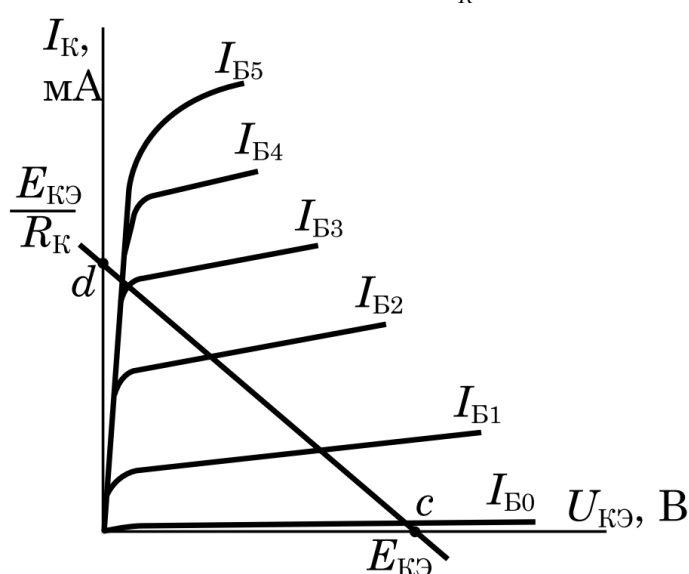


Рисунок 15 – Нагрузочная характеристика

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 $0,5 \dots 10$ 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 c и d ограничено максимально допустимыми значениями тока ($I_{K\max}$), напряжения ($U_{KЭ\max}$) и мощности ($P_{K\max}$), которые приведены в справочных данных транзистора (рисунок 16).

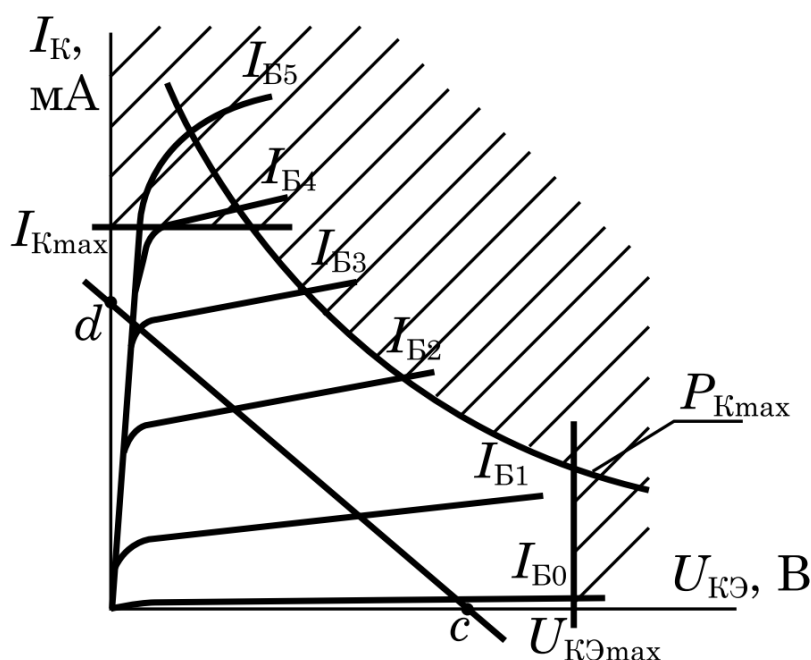


Рисунок 16 – Нагрузочная характеристика с ограничениями (штриховкой выделена область с недопустимыми значениями выходного сигнала)

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 напряжение 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).

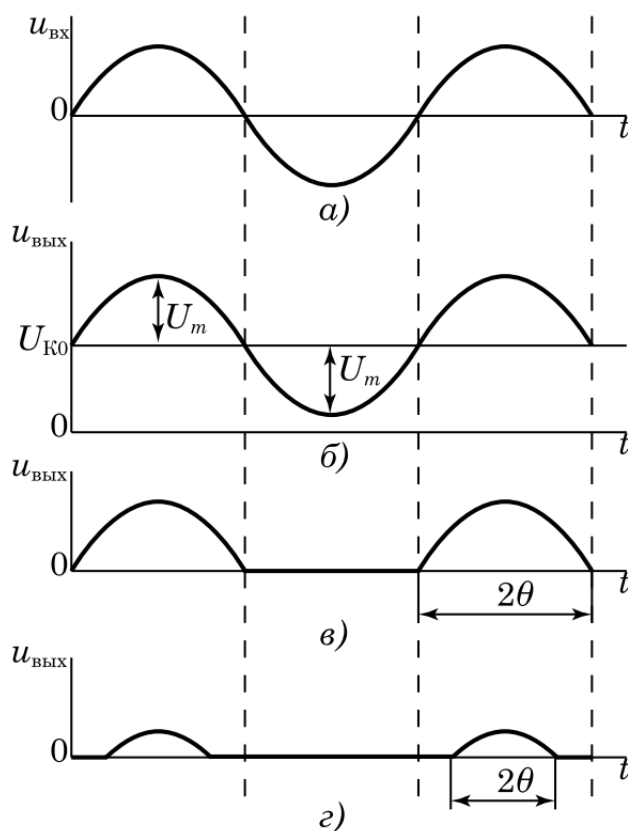


Рисунок 17 – Режимы работы усилителя: а – входной сигнал; б – класс А; в – класс В; г – класс С;

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 *широотно-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.

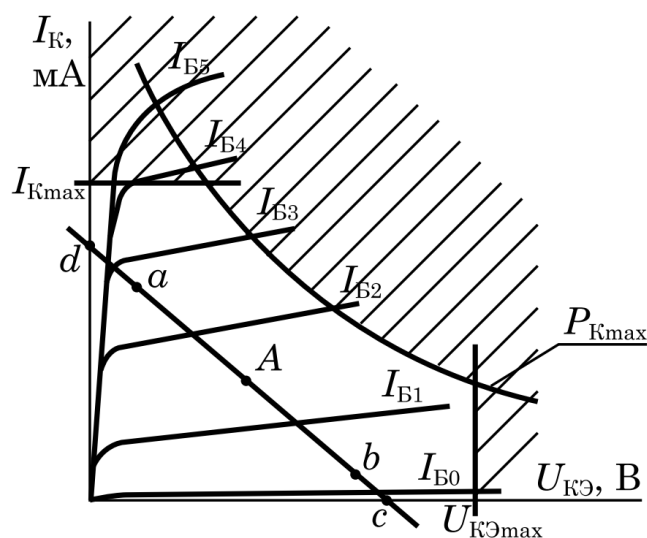


Рисунок 18 – Рабочая точка на выходных характеристиках транзистора

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).

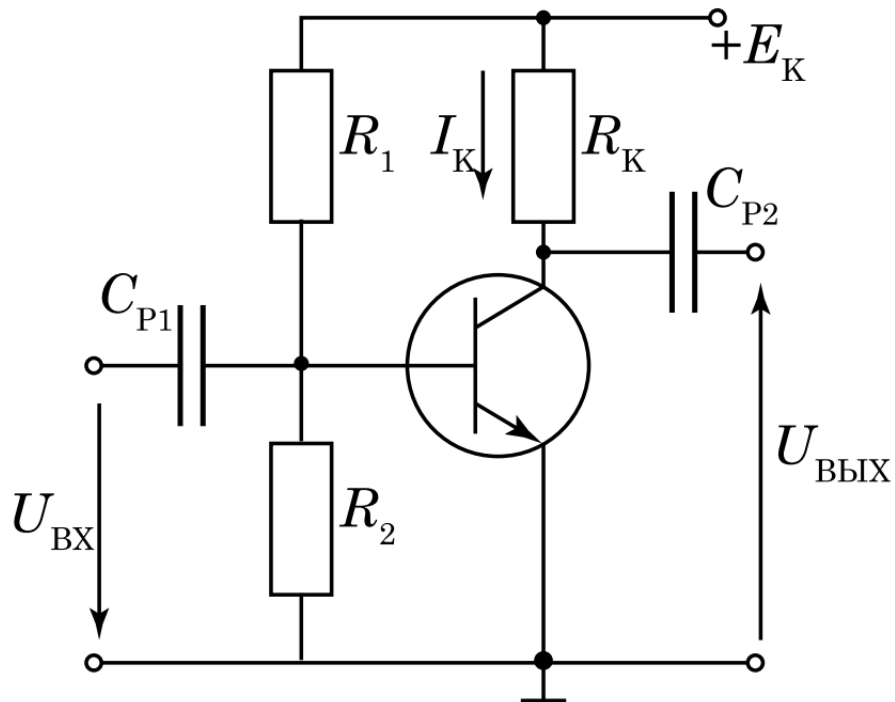


Рисунок 19 – Усилительный каскад с ОЭ и делителем напряжения R_1R_2

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:

$$I_D = (2 \dots 5) I_{B0}.$$

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 $R_1 R_2$ – 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:

$$\frac{1}{2\pi f_H C_{P1}} \ll \dots$$

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

$$C_{P1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{BxK}}, \text{ Ф},$$

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:

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

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 $2 \dots 2,5$ мВ на 1 градус, а $I_{КБ}$ удваивается при изменении температуры на $5 \dots 7$ °С для кремниевых и $8 \dots 10$ °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 $R_{\text{Э}}$ (рисунок 20).

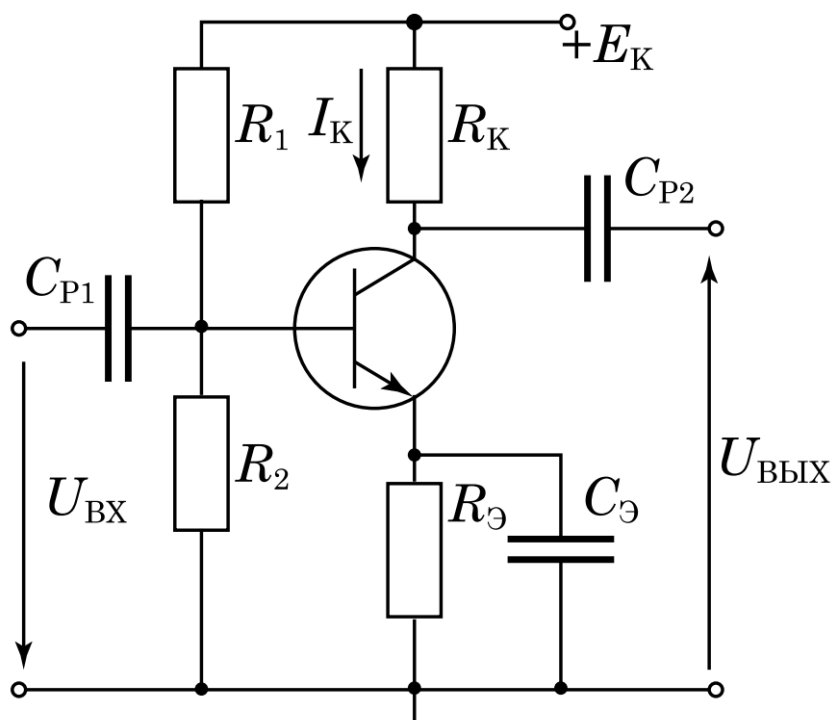


Рисунок 20 – Термостабилизация усилительного каскада с ОЭ

Рассмотрим термостабилизацию усилительного каскада с ОЭ более подробно.

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

$$U_{\text{БЭ0}} = U_{20} - U_{\text{Э0}}$$

где $U_{20} = I_{20}R_2$, $U_{\text{Э0}} = I_{\text{Э0}}R_{\text{Э}}$ падение напряжения на резисторах R_2 и $R_{\text{Э}}$ соответственно.

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

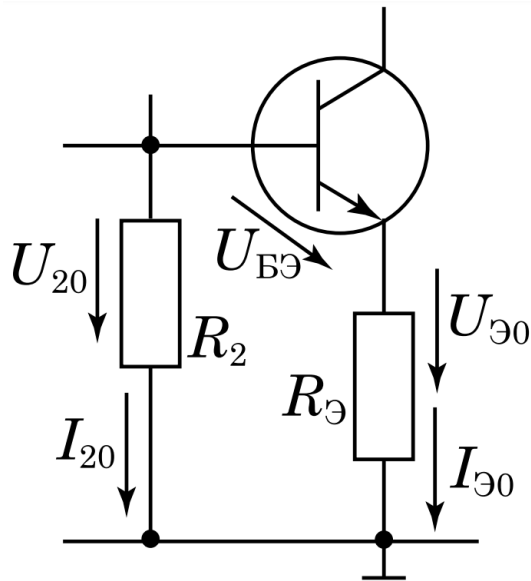


Рисунок 21 – Принцип термостабилизации усилительного каскада с ОЭ

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_{Σ} участвует в формировании нагрузочной характеристики, её, после определения R_{Σ} , необходимо скорректировать.

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

Для нейтрализации воздействия R_{Σ} на выходной сигнал параллельно ему ставится шунтирующий конденсатор C_{Σ} (*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_{Σ} осуществлял шунтирование резистора R_{Σ} , необходимо, чтобы емкостное сопротивление $X_{C_{\Sigma}}$ конденсатора было значительно ниже R_{Σ} 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_{Σ} необходимо ориентироваться на наименьшую рабочую частоту каскада, которой является нижняя граничная частота f_H . Обычно достаточно, чтобы сопротивление $X_{C_{\Sigma}}$ на f_H было в 5...10 раз меньше R_{Σ} :

$$R_{\Sigma} = (5 \dots 10) X_{C_{\Sigma}}$$

Отсюда C_{Σ} , в микрофарадах, равно:

$$C_{\Sigma} \geq \frac{10^7}{(1 \dots 2) 2\pi f_H R_{\Sigma}}, \text{ мкФ.}$$

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° против часовой стрелки), после чего строятся оси для переходной характеристики ($I_K(I_B)$).

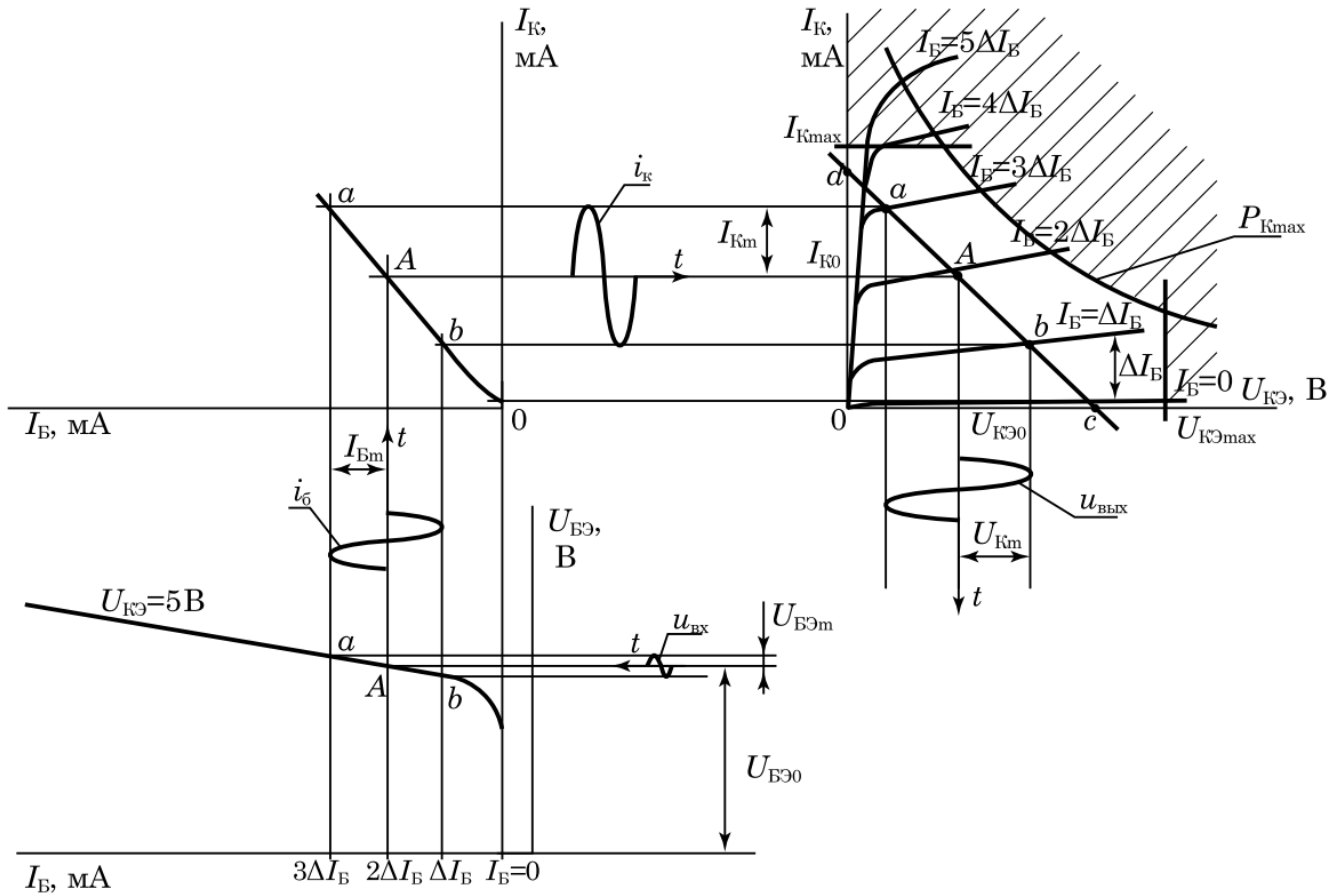


Рисунок 22 – Графоаналитический метод расчёта

На выходных характеристиках выделяется рабочая область, ограниченная максимальными током (I_{Kmax}), напряжением ($U_{KЭmax}$) и мощностью (P_{Kmax}), 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 характеристики ($I_{B0}, I_{B1}, \dots, I_{Bn}$). 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 характе-

ристики – 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).

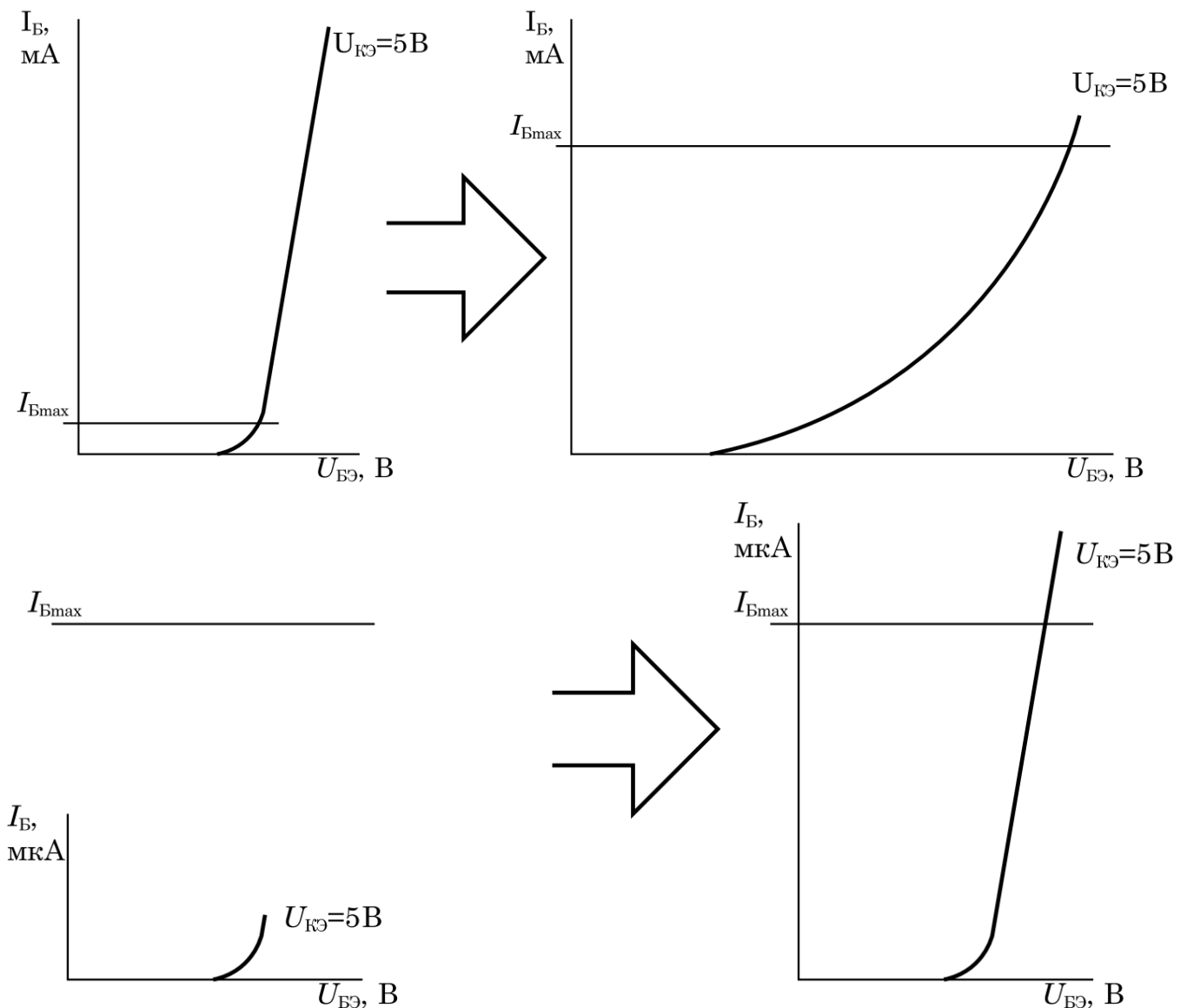


Рисунок 23 – Коррекция входных зависимостей

Наличие подобных ситуаций достаточно легко обнаружить путём сравнения единиц измерения токов базы на входных и выходных характе-

ристиках (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.

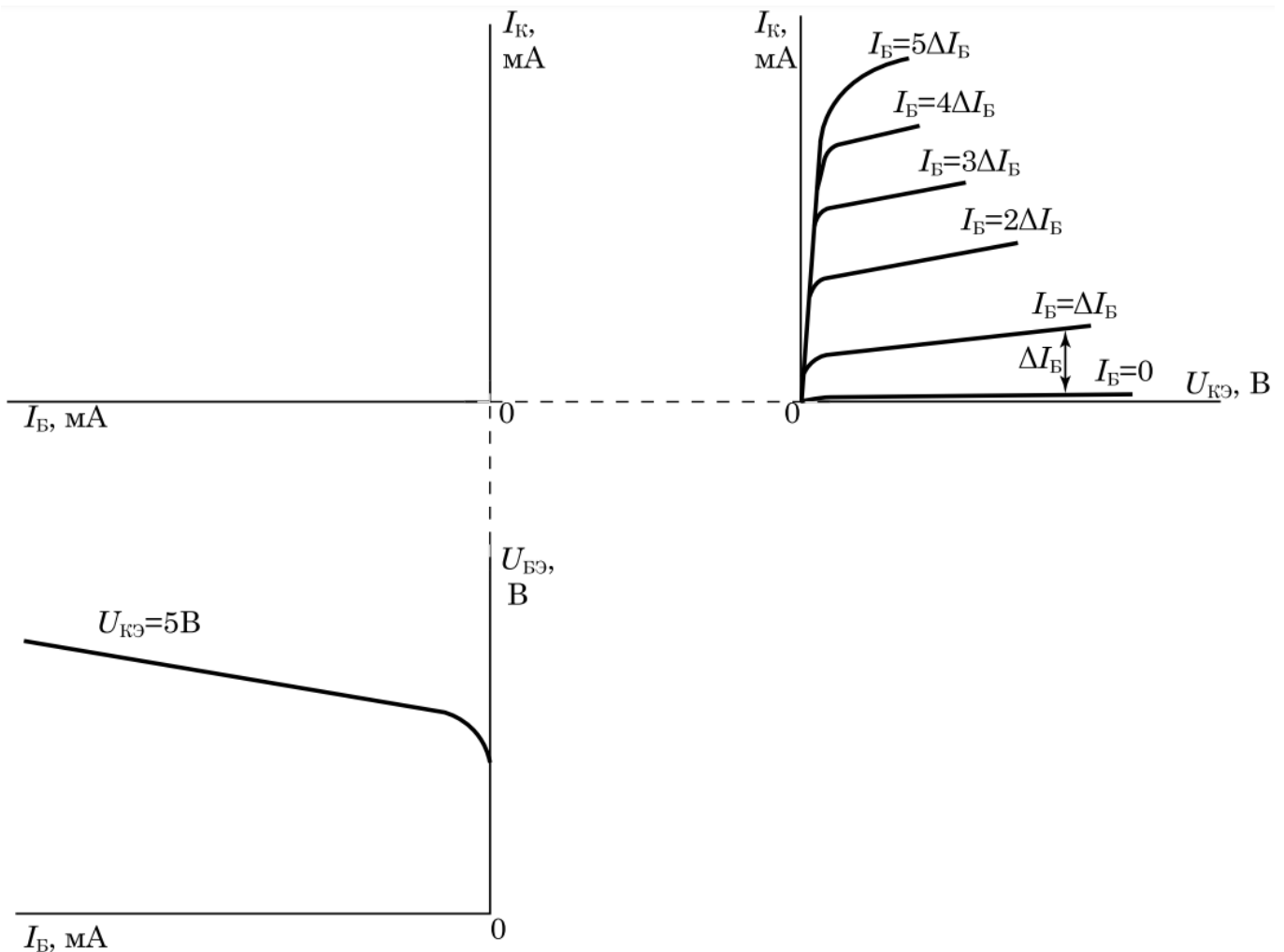


Рисунок 24 – Расположение входной, выходных и осей переходной характеристик при графоаналитическом методе расчёта

Входная характеристика изображается повернутой 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_{Kmax} (строится на основе выражения $P_{Kmax}=U_{KЭ}I_K=const$, например, по зависимости $I_K=P_{Kmax}/U_{KЭ}$, в этом случае на оси $U_{KЭ}$ произвольные значения напряжения и для них рассчитываются значения I_K – полученные таким образом точки образуют кривую P_{Kmax}), а также линии $U_{KЭmax}$ и I_{Kmax} .

Эти линии ограничивают область допустимых значений (рисунок 25).

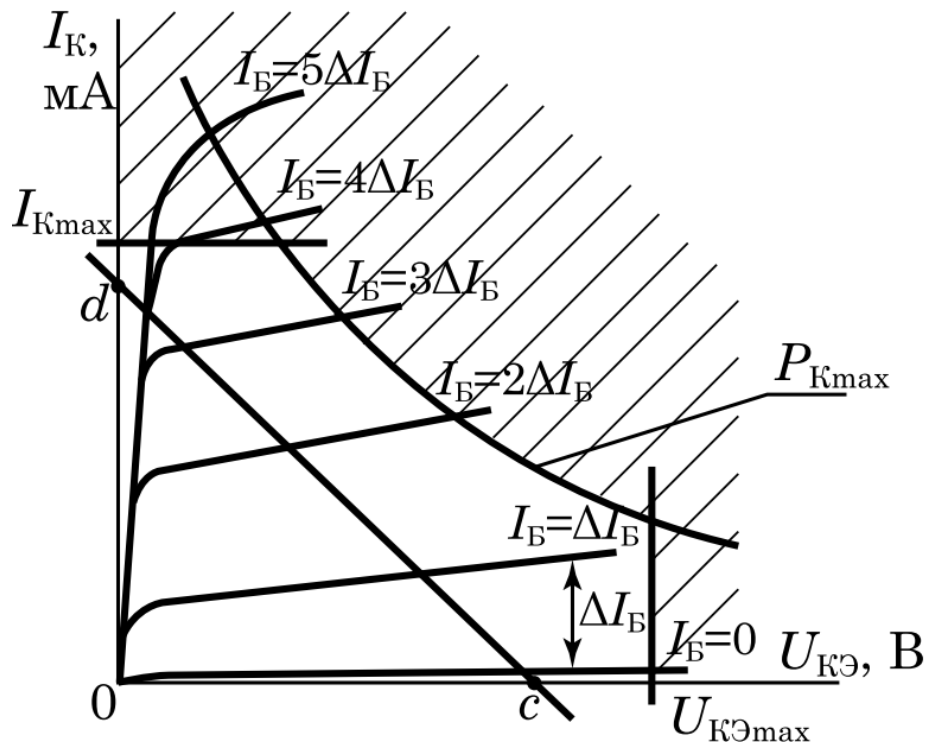


Рисунок 25 – Построение области недопустимых значений и нагрузочной линии на выходных характеристиках транзистора

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

4. Из условия передачи максимальной мощности от источника энергии к потребителю (согласованный режим) выбрать $R_K \approx R_{ВыхТр}$, однако сопротивление нагрузки часто меньше или равно сопротивлению коллектора

($R_H \leq R_K$), поэтому рекомендуется выбирать $R_K = (0,3 \dots 1) R_{\text{ВыхТр}}$, так чтобы его величина лежала в диапазоне $R_K = 0,5 \dots 10$ 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).

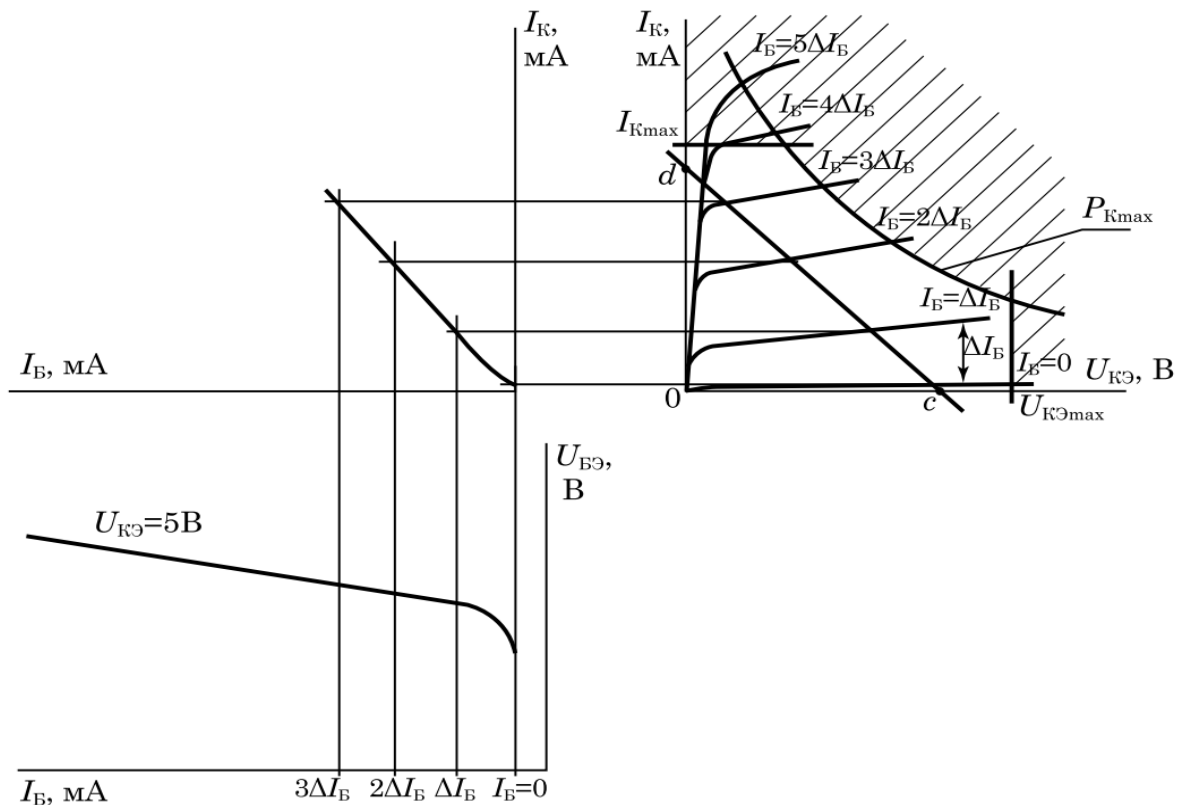


Рисунок 26 – Построение переходной характеристики

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 A , соответствующую режиму работы транзистора по постоянному току (рисунок 27).

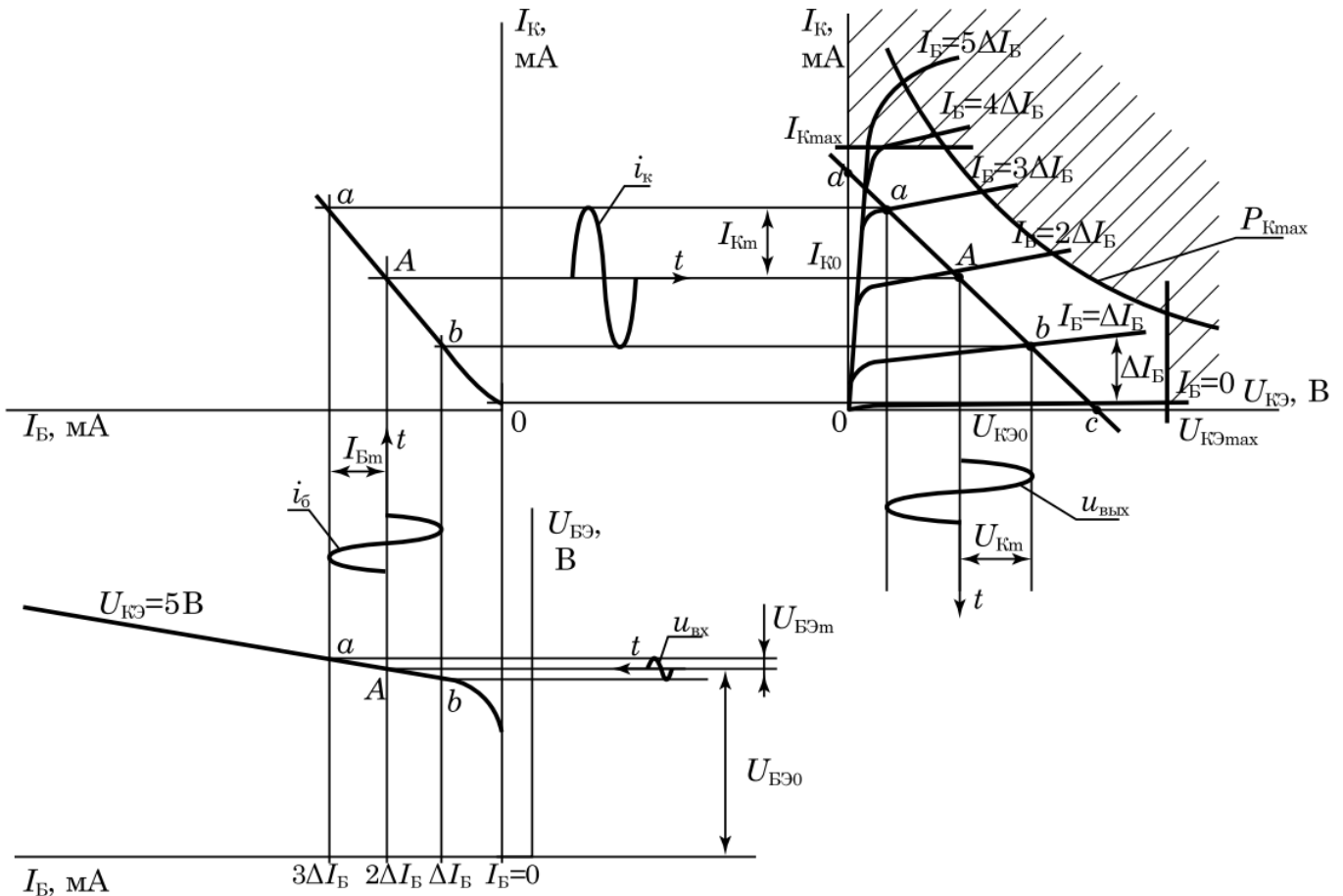


Рисунок 27 – Определение рабочей точки и постоянных составляющих входных и выходных токов и напряжений

8. По координатам рабочей точки A 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 ($I_{Бм}$, $I_{Км}$, $U_{БЭм}$, $U_{КЭм}$). 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 $R_Б$:

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

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 $R_Б$ будут равны:

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

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

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

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 $R_{Bx} = R_B // R_{BxTr}$.

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} :

$R_{Bx} = R_B // R_{BxTr}$, если $R_B \gg R_{BxTr}$, 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:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{ист}}} \cdot 100\%.$$

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

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

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.

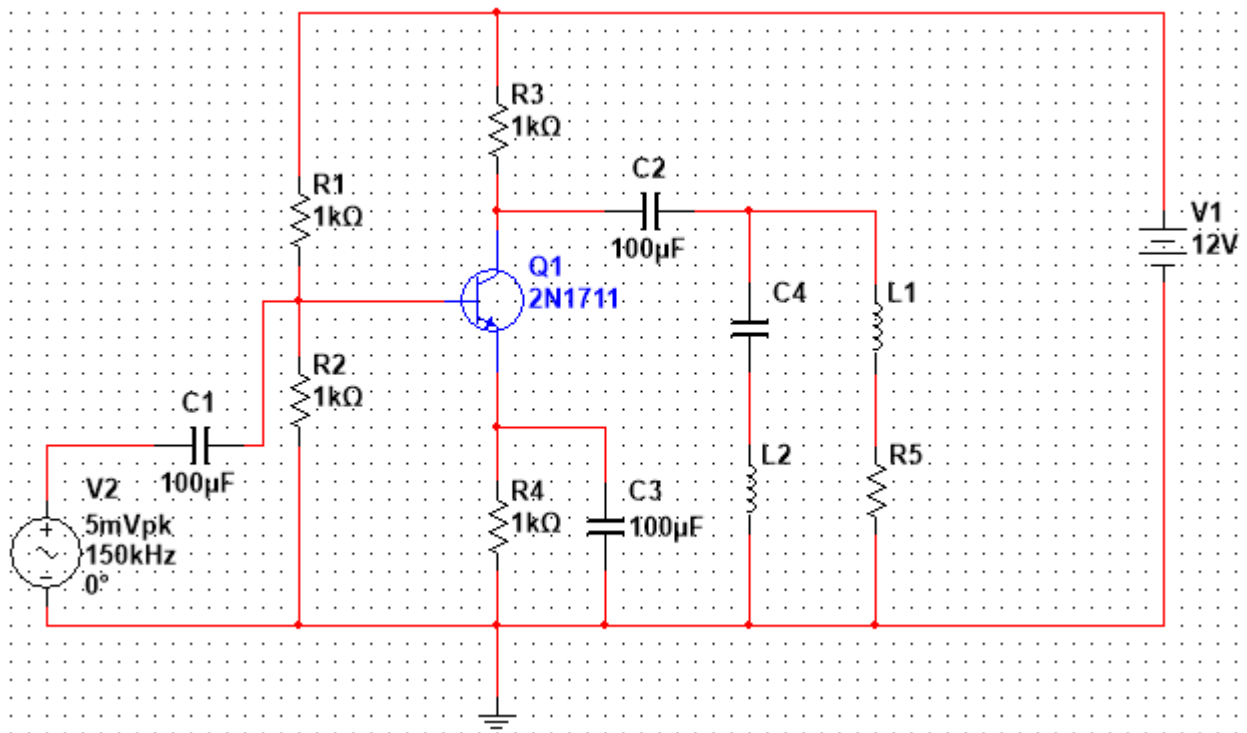


Рисунок 28 – Усилитель радиочастоты по схеме с общим эмиттером

Усилители с общим эмиттером (истоком, 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.

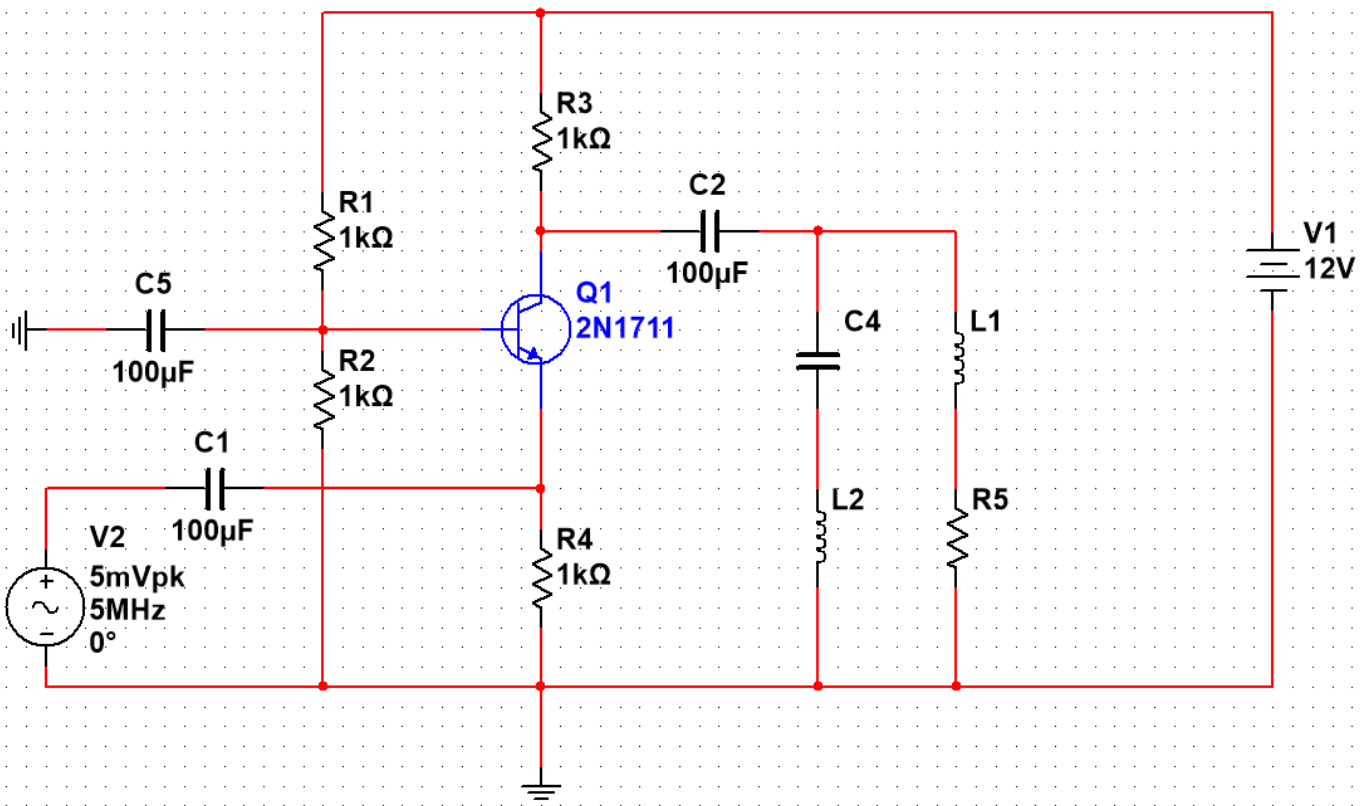


Рисунок 29 – Усилитель радиочастоты по схеме с общей базой

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 практическую 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 3.

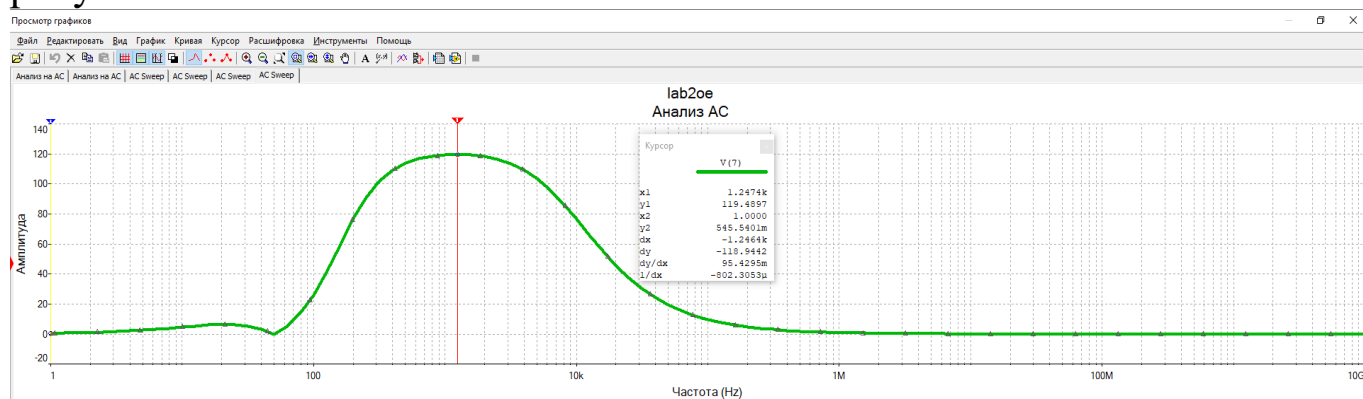


Рисунок 3 – Пример резонансной характеристики УРЧ

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:

$$M = K_{\text{ср}} / K,$$

где $K_{\text{ср}}$ – 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, B	2	3	4	5	8	2	4	6	8	4
$f_p, \text{МГц}$	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 практической 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 практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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 практической 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%**.

Практическая работа №7

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

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 практической 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.

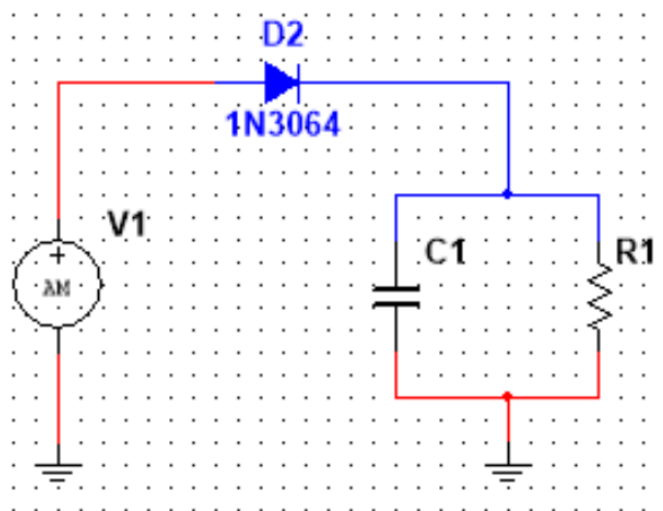


Рисунок 1 – Диодный амплитудный детектор

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 прило-

жено 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)

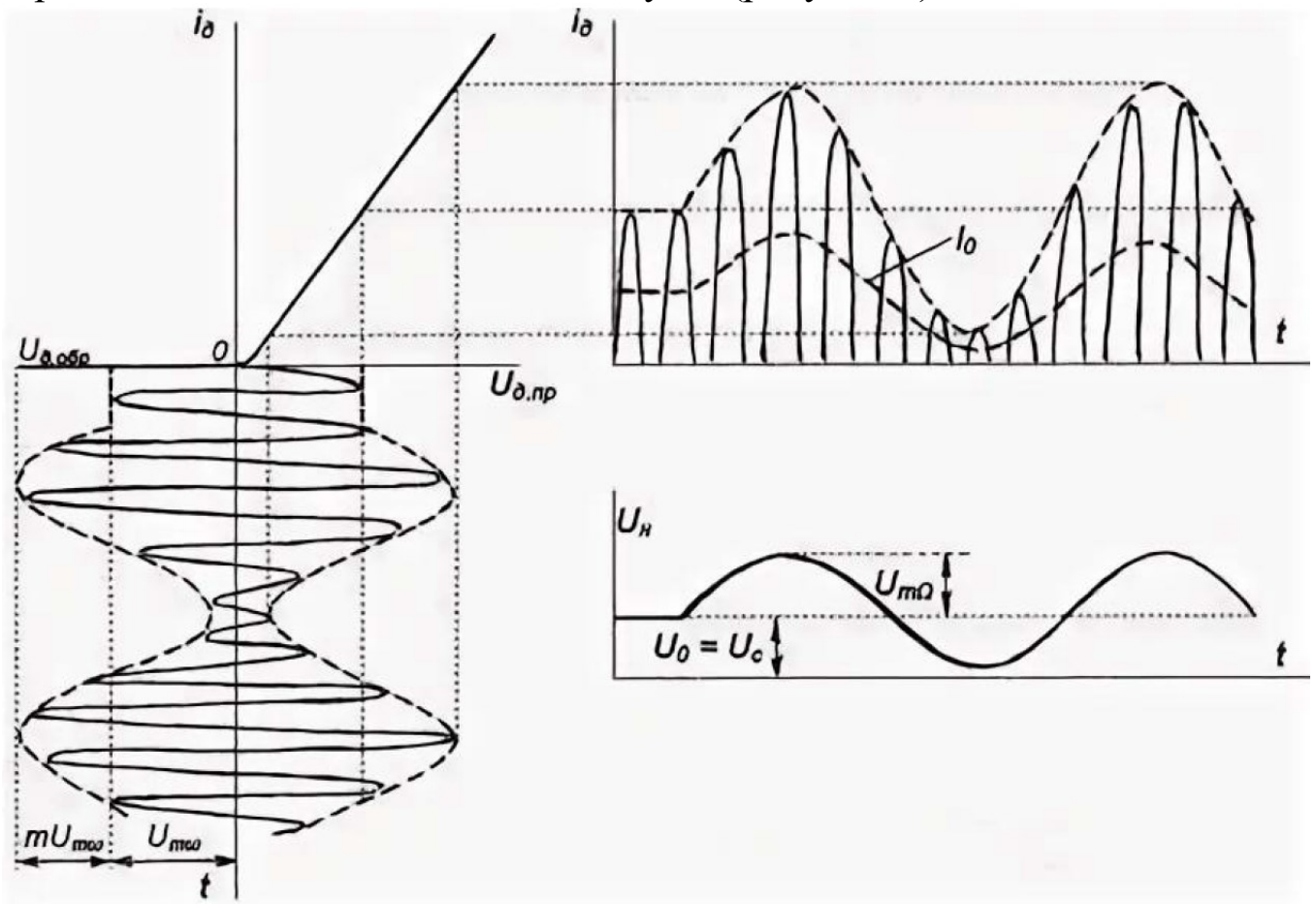


Рисунок 2 – Принцип работы АМ детектора

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 .

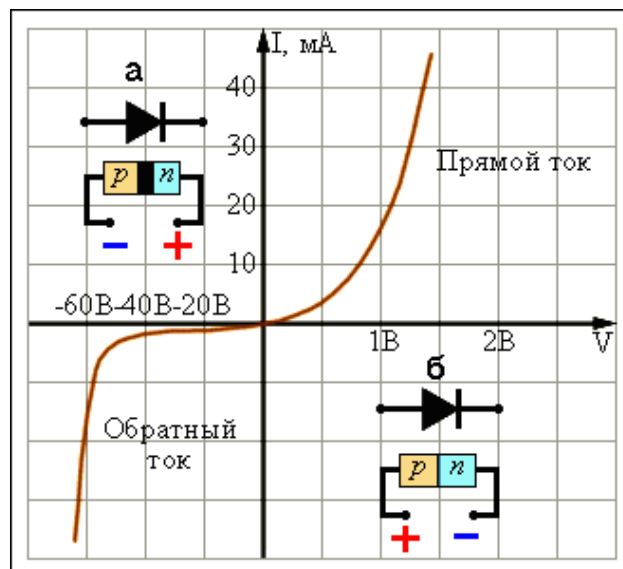


Рисунок 3 – Вольтамперная характеристика диода

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 $K_{\Gamma} = (I_2 + I_3 + I_4 + \dots)^2 / I_1$** , 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 практической 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 $U_{\text{ВЫХ}} = f(\omega_{\text{ВХ}})$.

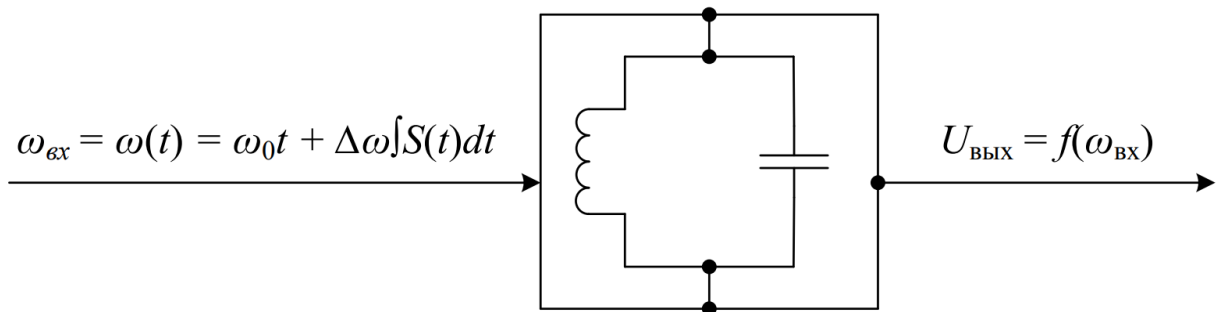


Рисунок 4 – Сущность преобразования ЧМ в АМ

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 $U_{\text{к}}(\omega)$ контура (рисунок 5).

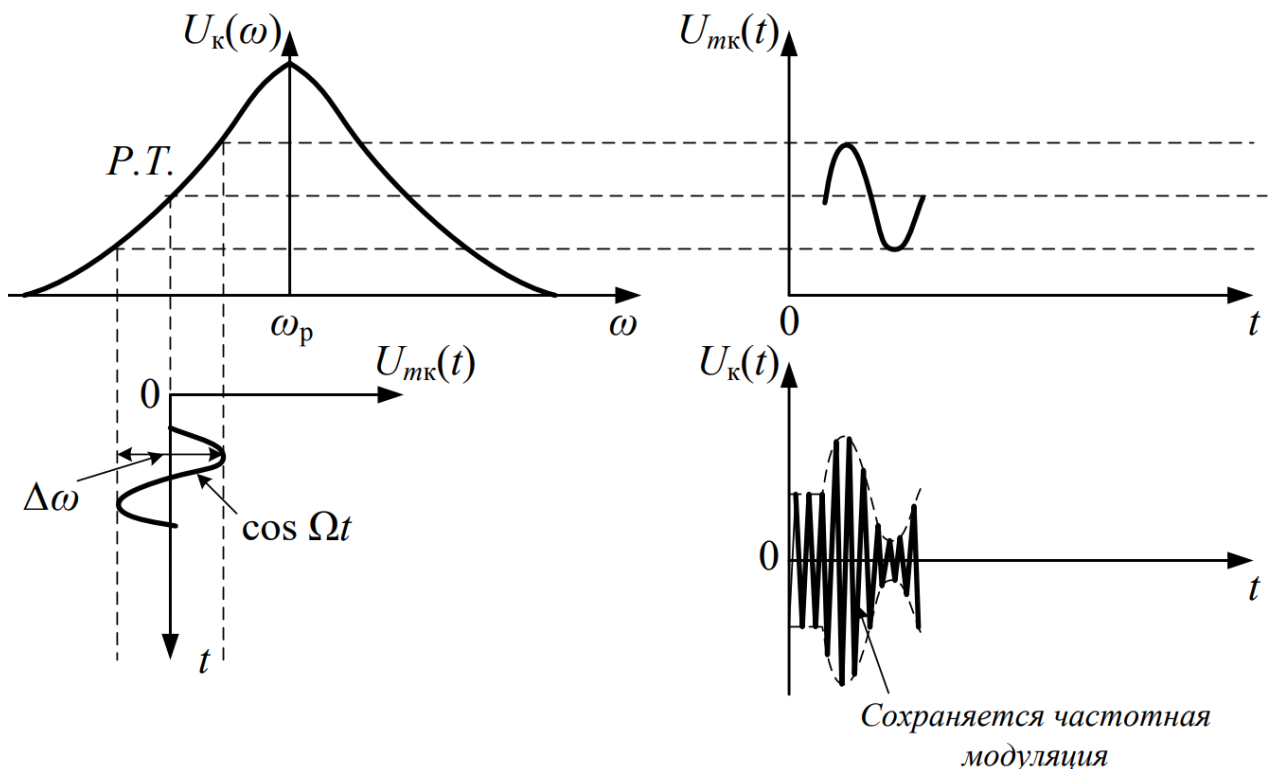


Рисунок 5 – Детектирование ЧМ-сигнала на одном расстроенном контуре

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 (контура) и амплитудного детектора (рисунок 6).

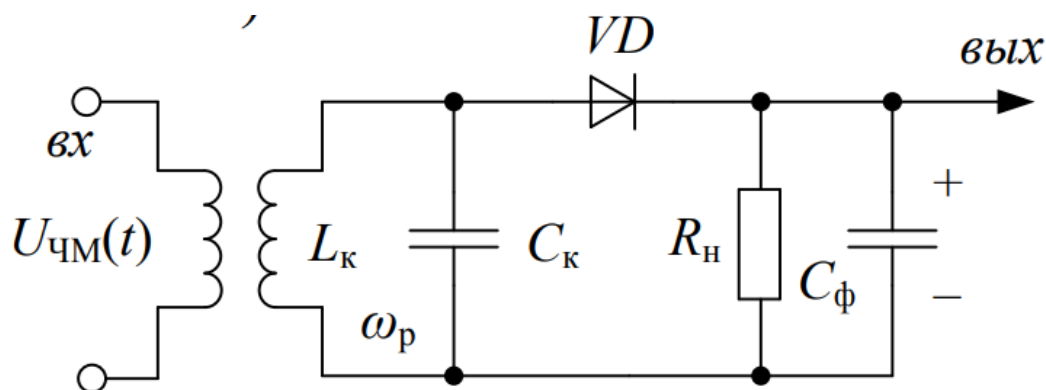


Рисунок 6 – Принципиальная схема детектора на одном расстроенном контуре

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).

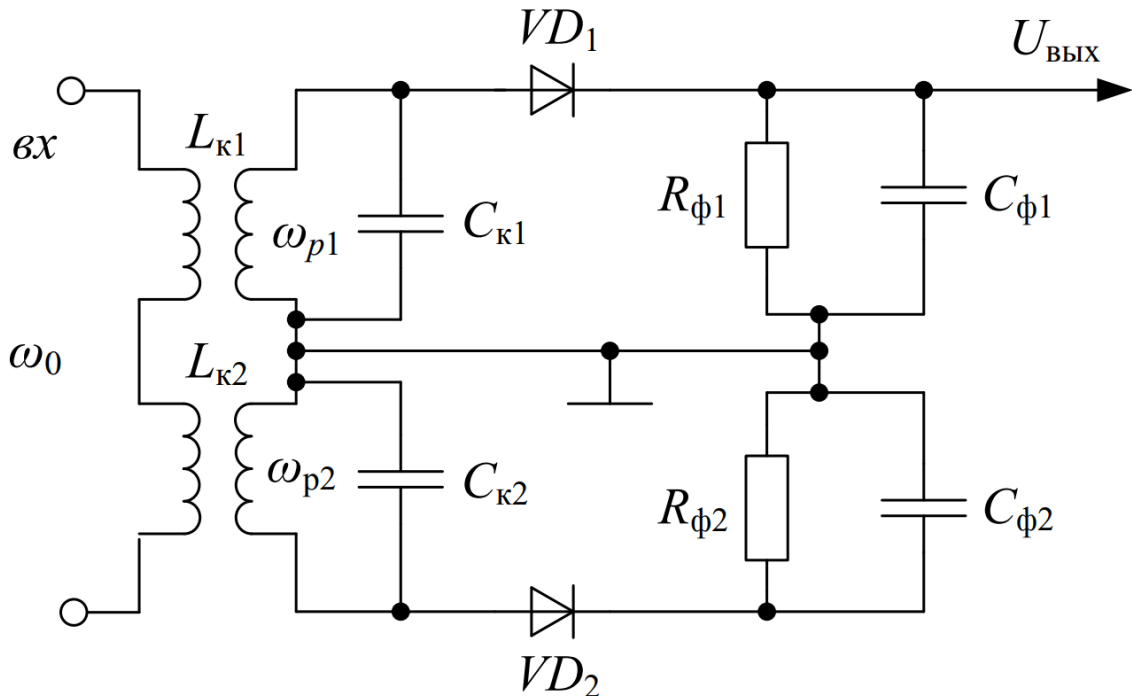


Рисунок 7 – Принципиальная схема ЧМ детектора на двух взаиморасстроенных контурах

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 .

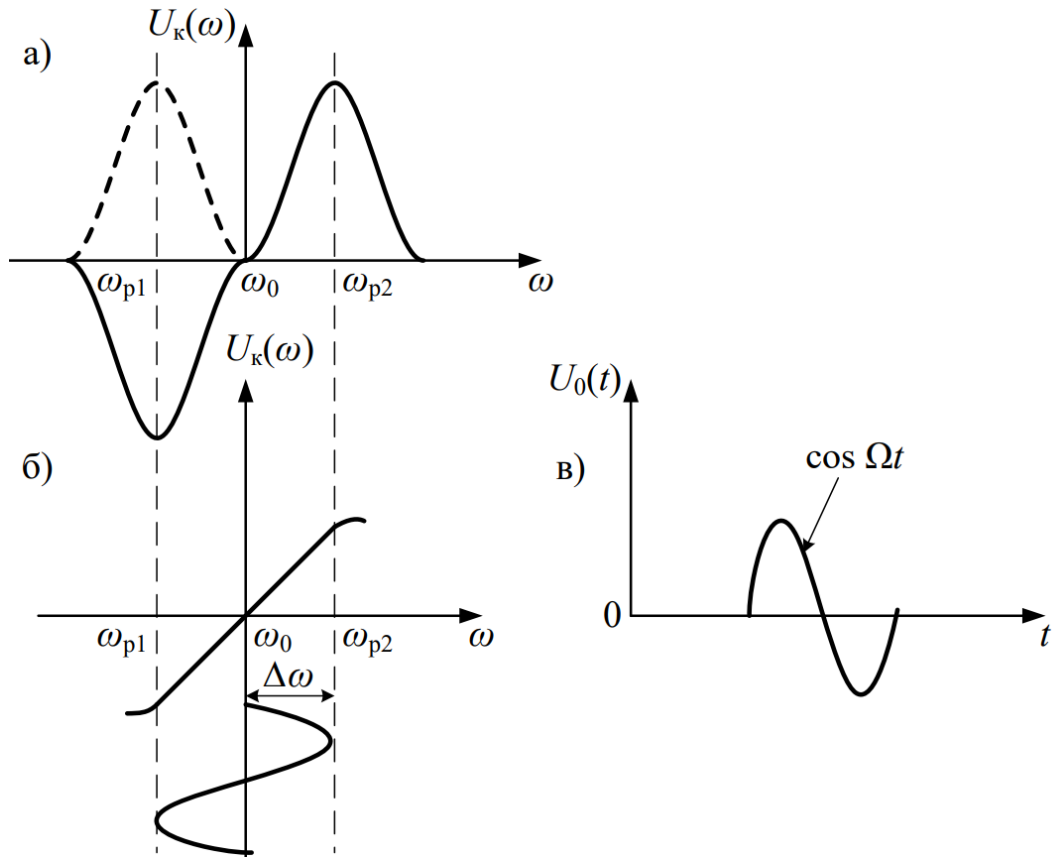


Рисунок 8 – АЧХ расстроенных контуров (а); характеристика детектирования частотного детектора (б); напряжение на выходе детектора (в)

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.

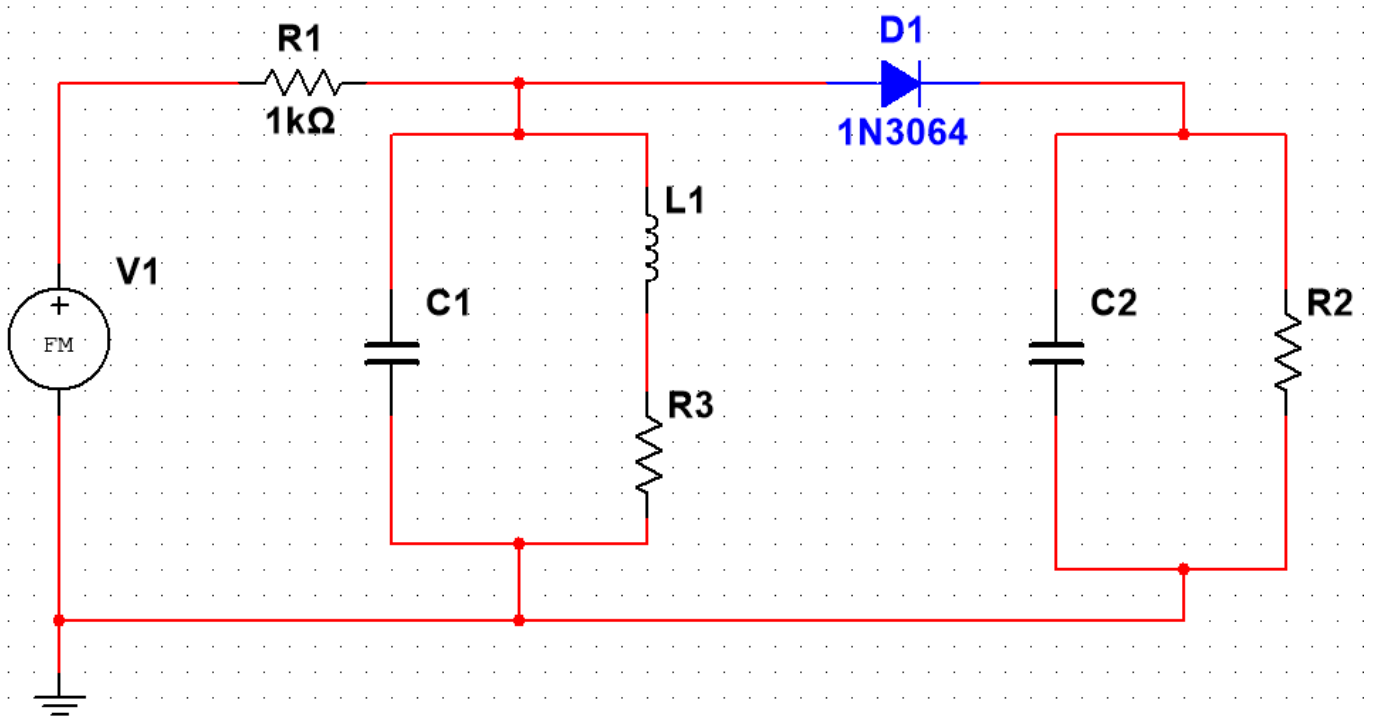


Рисунок 9 – Схема одноконтурного детектора ЧМ-сигналов

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.

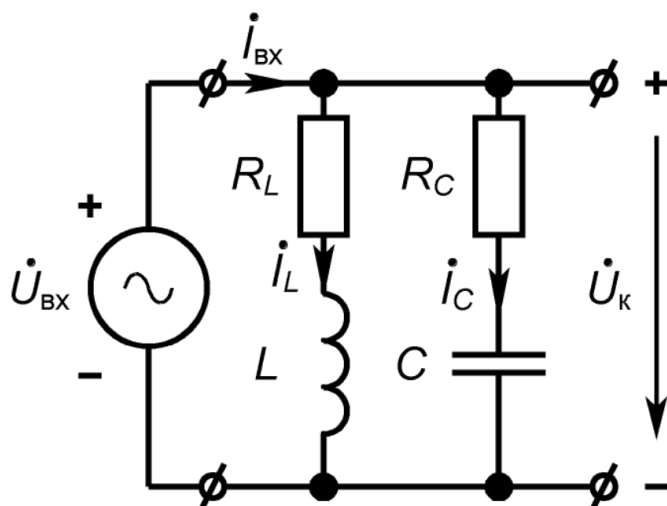
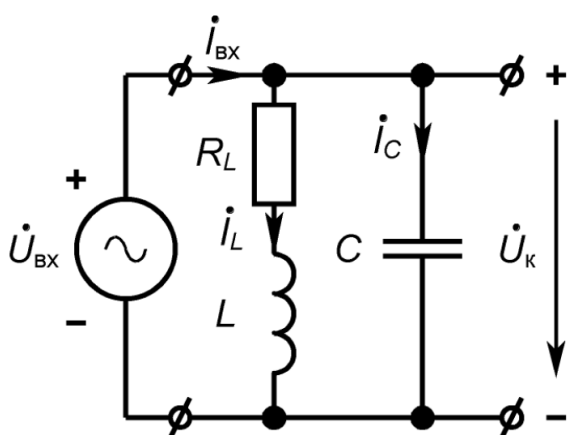
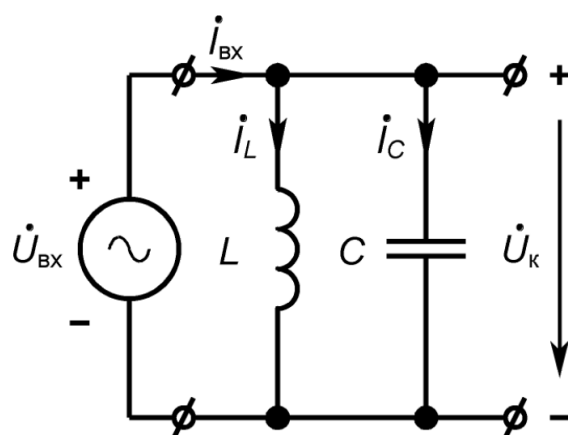


Рисунок 10 – Полная схема параллельного колебательного контура с учетом потерь в реактивных элементах

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:

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

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

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 комплексов 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 контура 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 .

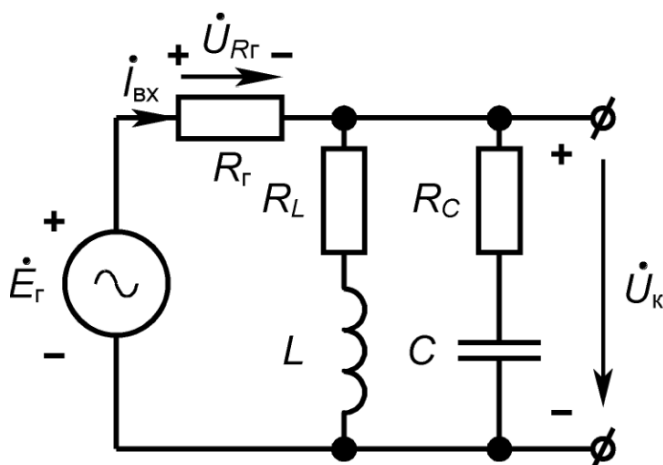


Рисунок 12 – Возбуждение параллельного КК от реального источника

напряжения с конечной величиной внутреннего сопротивления R_r
 Для комплекса напряжения на контуре $\dot{U}$ справедливо:

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}}{R_r + R_{ex}}$$

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

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}}{R_r + R_{ex0}}$$

Введем понятие эквивалентной добротности параллельного колебательного контура Q_3 :

$$Q_3 = \frac{Q}{1 + (R_{ex} / R_r)}$$

Из данного выражения следует:

а) если на входе цепи действует идеальный источник напряжения ($R_z = 0$), 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 ($R_z = \infty$), то $Q_3 = Q = r / (R_L + R_C)$, 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.

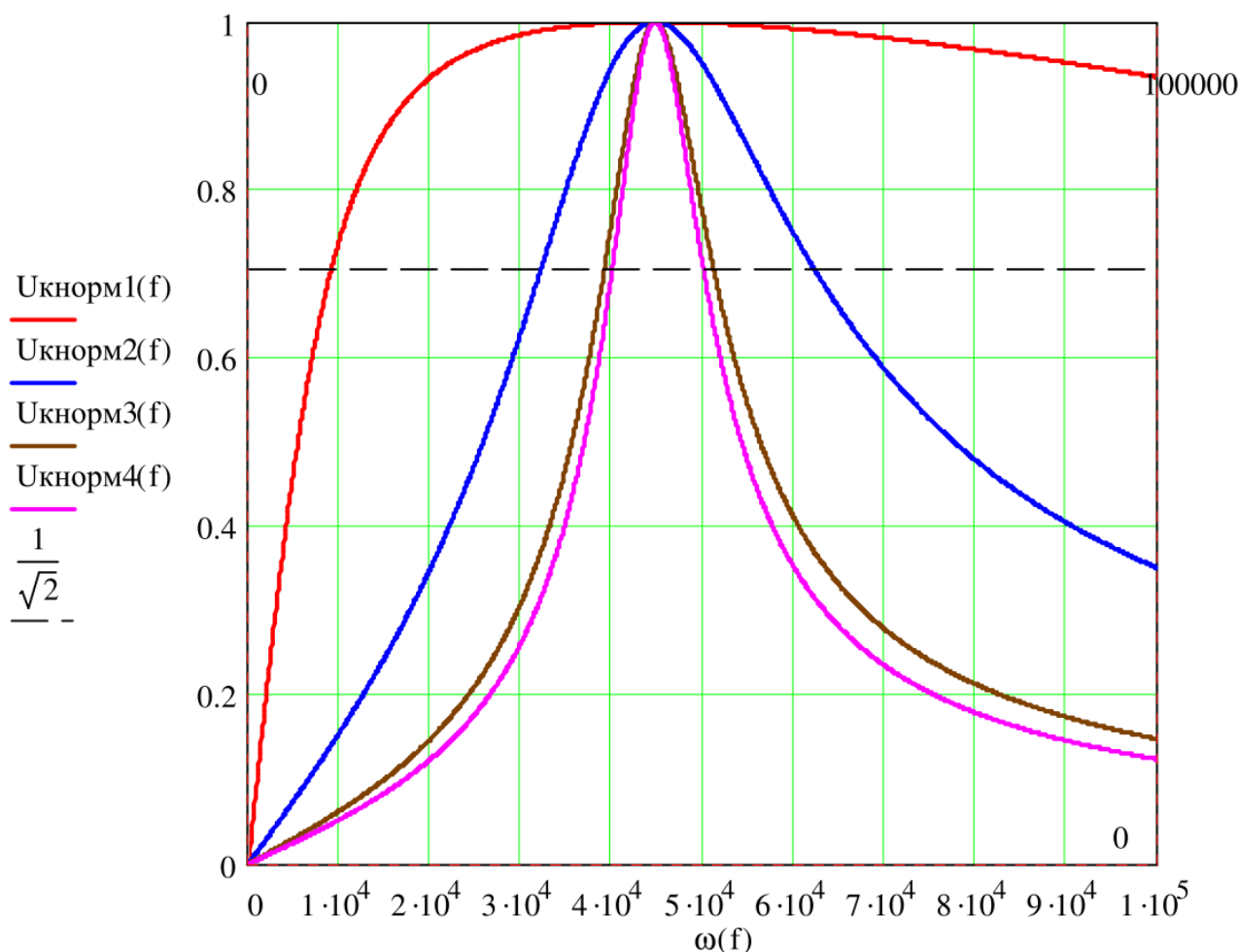


Рисунок 13 – АЧХ контурного напряжения параллельного колебательного контура, возбуждаемого от реального источника сигнала с конечной величиной внутреннего сопротивления, при различных эквивалентных добротностях контура: $Q_3 \approx 0,213$ – красная кривая; $Q_3 \approx 1,5$ – синяя кривая; $Q_3 \approx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

Определим граничные частоты и полосу пропускания рассматриваемой цепи.

Граничное значение нормированного контурного напряжения составляет:

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

Решая полученное уравнение относительно граничных частот, после преобразований получаем:

$$f_{cp1} = f_{\kappa} = \frac{f_0}{2Q_3} \left(\sqrt{1 + 4Q_3^2} - 1 \right),$$

$$f_{cp2} = f_{\epsilon} = \frac{f_0}{2Q_3} \left(\sqrt{1 + 4Q_3^2} + 1 \right).$$

При этом абсолютная полоса пропускания контура составляет:

$$\Delta f = f_{\epsilon} - f_{\eta} = \frac{f_0}{Q_3} = \frac{f_0}{Q} \left(1 + \frac{R_{\epsilon x}}{R_r} \right).$$

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 $\omega_{\text{вх}}$ 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.

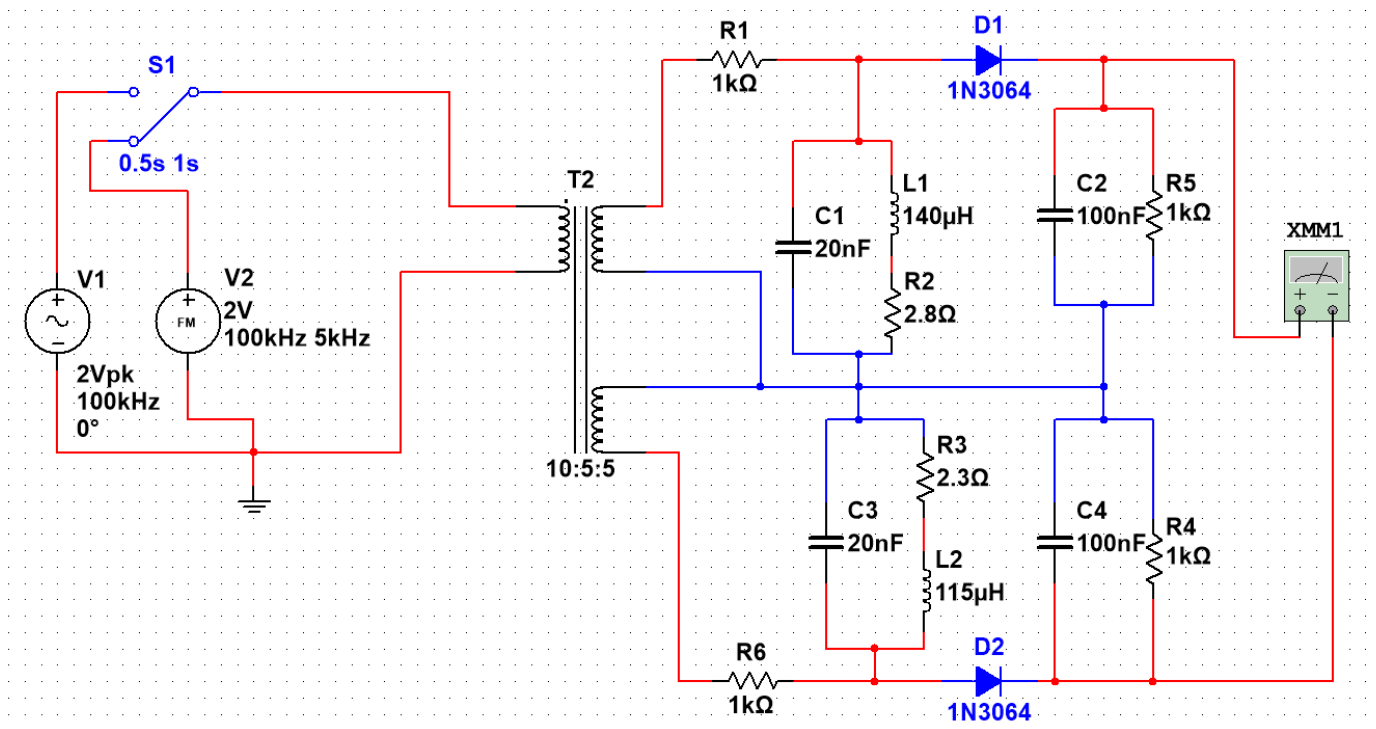


Рисунок 14 – Частотный дискриминатор

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_0 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).

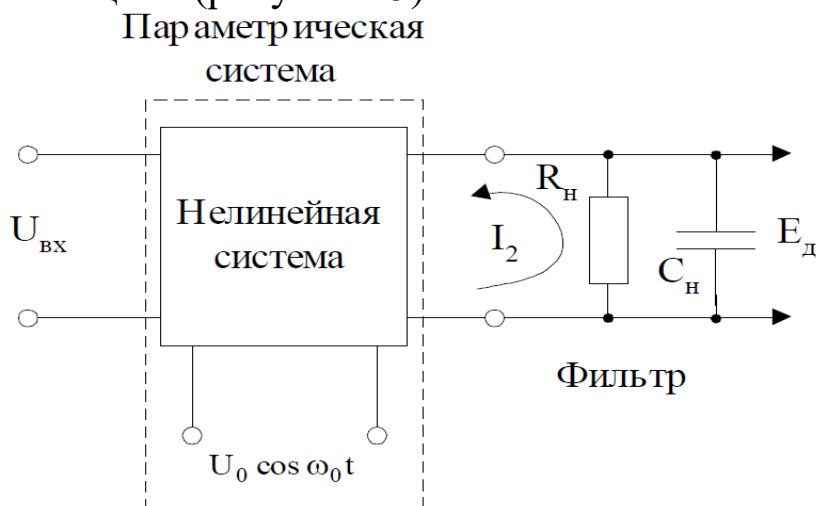


Рисунок 15 – Фазовый детектор

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:

$$\varphi_{\omega} = \omega_{BX} t - \omega_0 t \text{ и } \varphi_n = \varphi_{BX} - \varphi_0 \quad (4)$$

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 $u_{ВВХ} = KU_0 U_{BX} \cos \varphi_n$, **этот режим используют при детектировании фазомодулированных сигналов** и в различных фазовых измерительных устройствах;

– если $\omega_{BX} \neq \omega_0$, то $u_{ВВХ} = KU_0 U_{BX} \cos \varphi_{\omega}$, т.е. $u_{ВВХ}$ 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:

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

– **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).

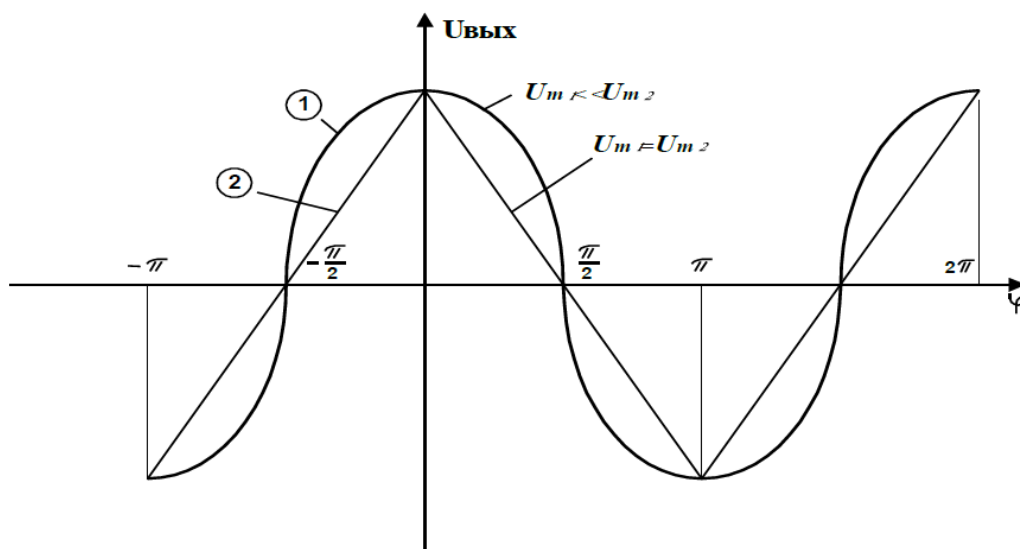


Рисунок 16 – Детекторная характеристика фазового детектора

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 $(0-\pi)$. 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).

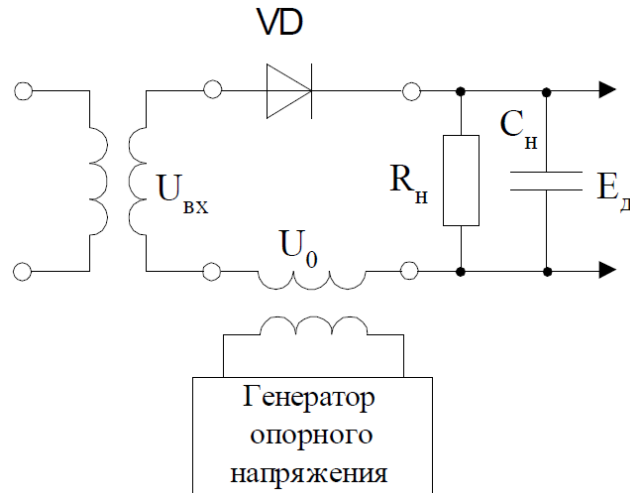


Рисунок 17 – Схема однотактного диодного фазового детектора

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 однотоктного 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.

3.2 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 (Инв. – инвертор).

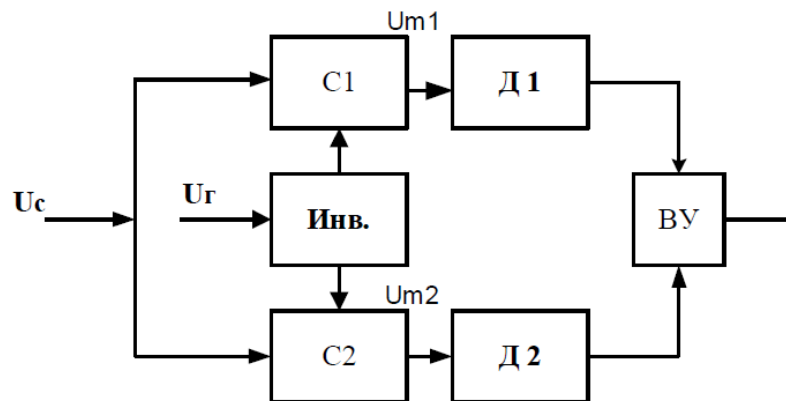


Рисунок 18 – Функциональная схема балансного фазового детектора

Принципиальная схема (рисунок 19) представляет собой два диодных однотоктных 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 $E_D = E_{D1} - E_{D2}$.

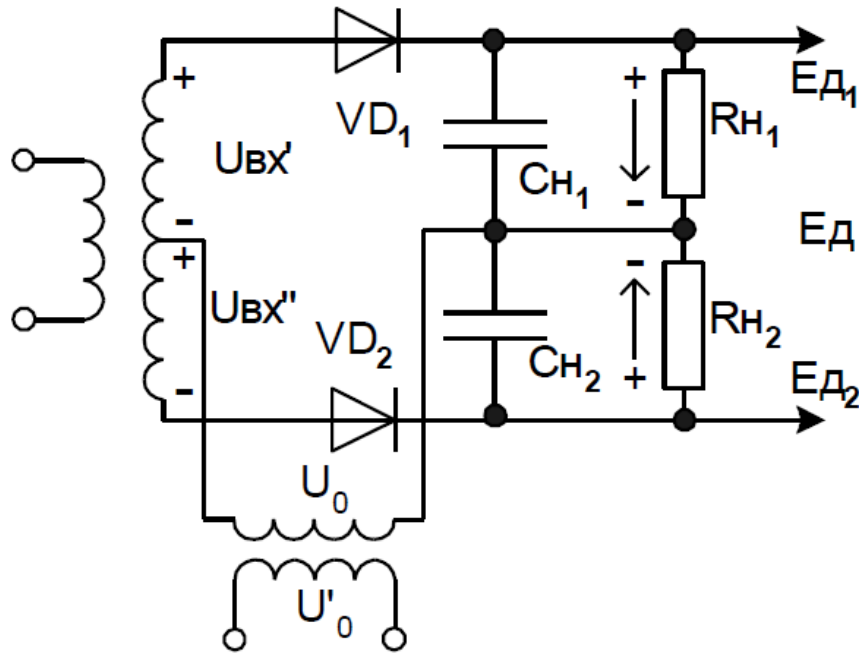


Рисунок 19 – Принципиальная схема балансного фазового детектора

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.

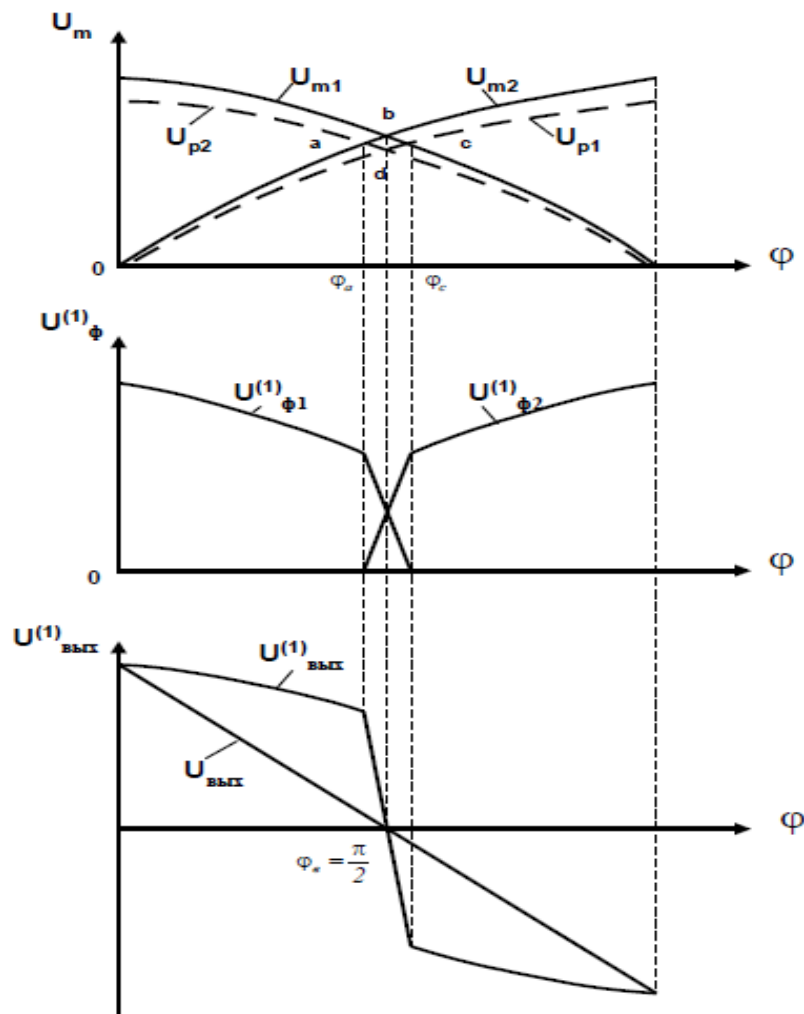


Рисунок 20 – Статическая детекторная характеристика ФД

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 практическую 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).

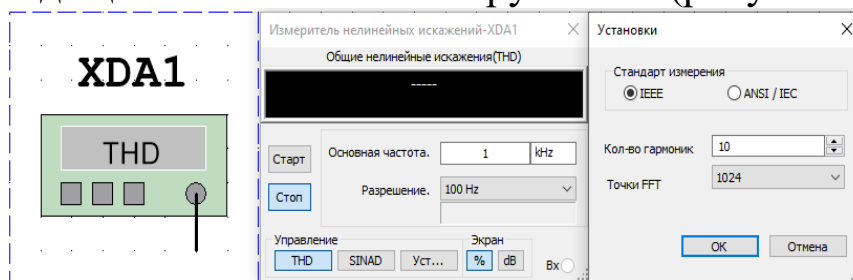


Рисунок 22 – Внешний вид и окна настроек измерителя нелинейных искажений

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 однотактного 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.

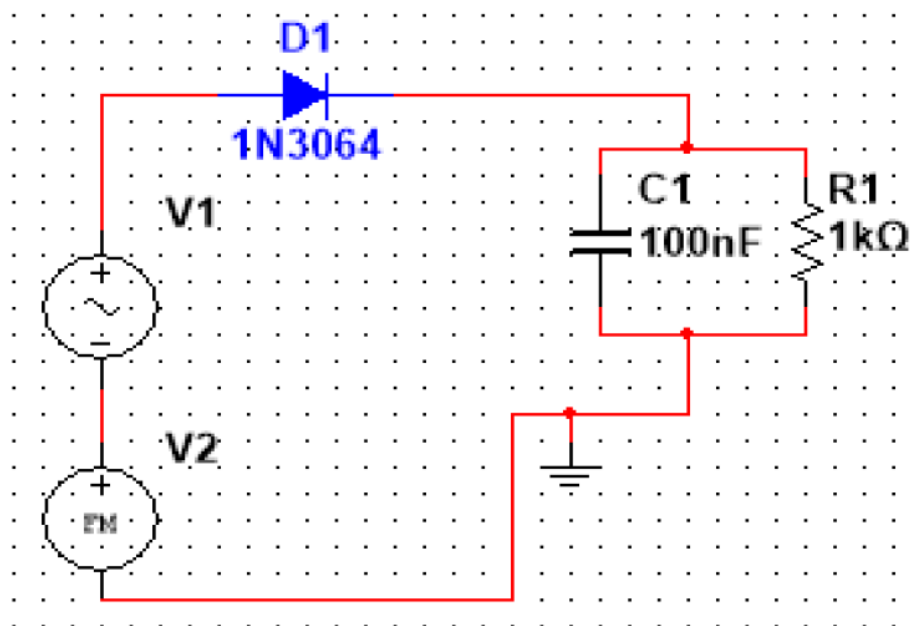


Рисунок 23 – Однотактный фазовый детектор

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.

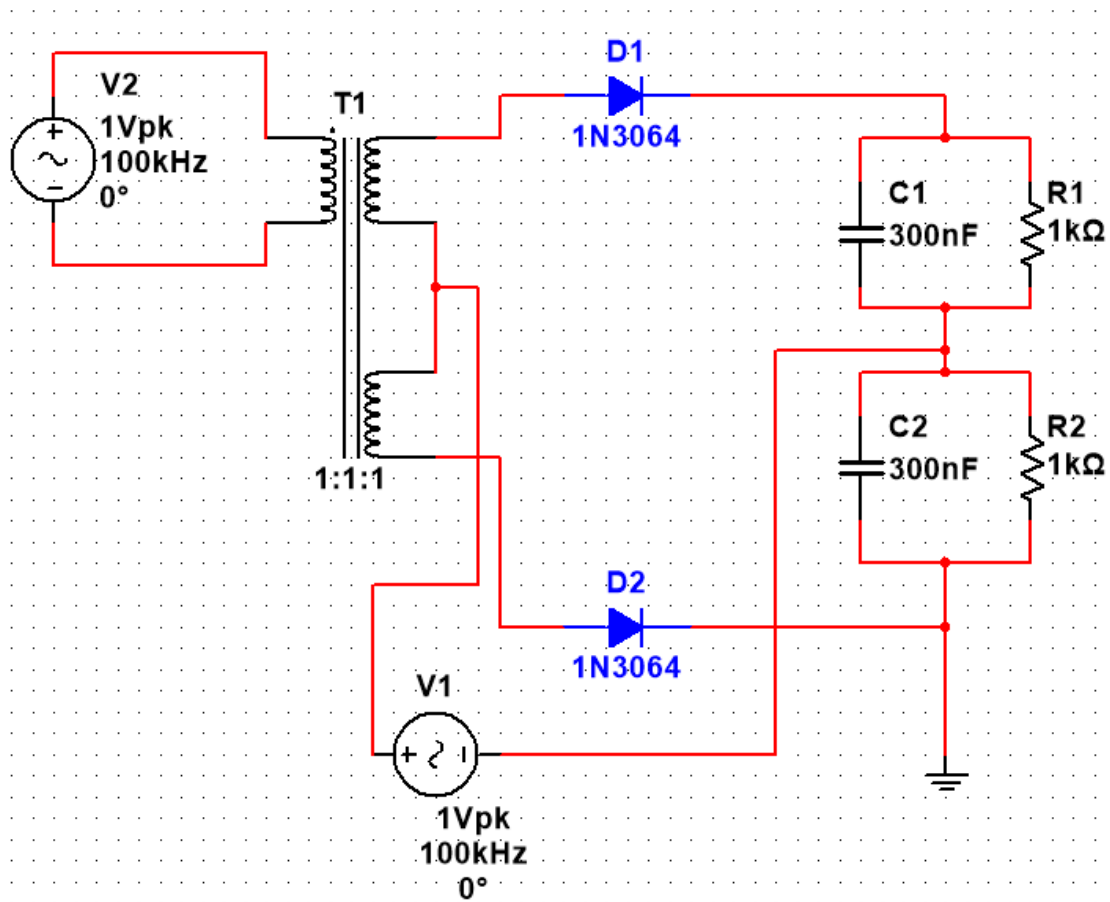


Рисунок 24 – Балансный фазовый детектор

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 практической 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 практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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 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 практической 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%**.

Практическая работа №8

ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ 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 практической 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.

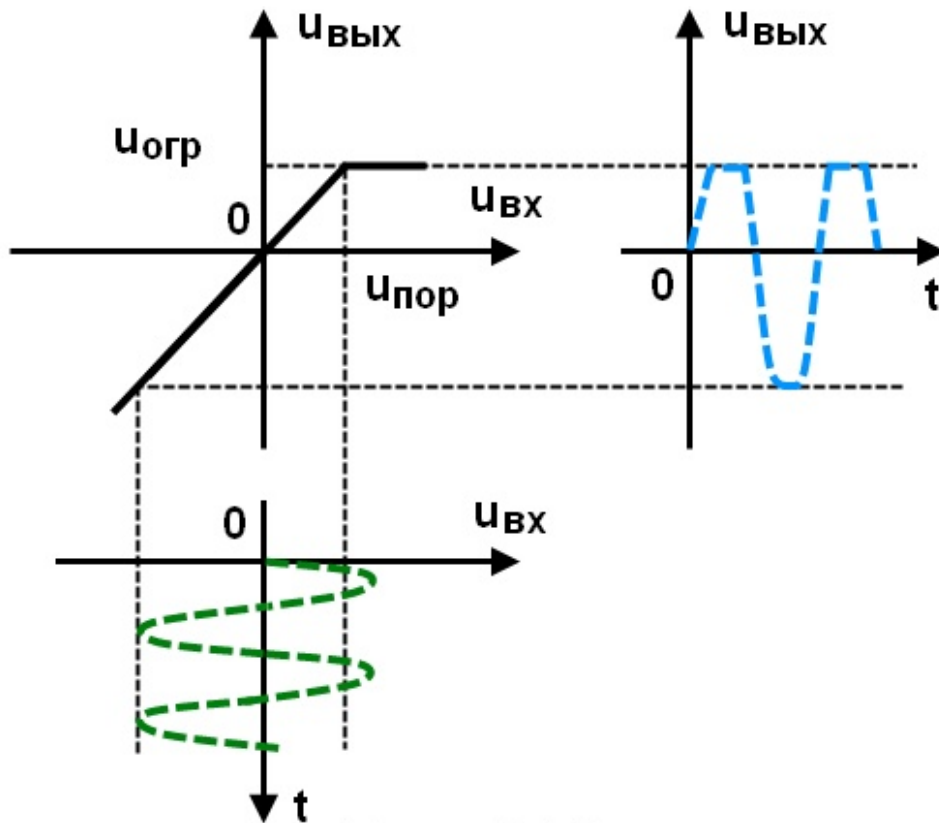


Рисунок 1 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя сверху

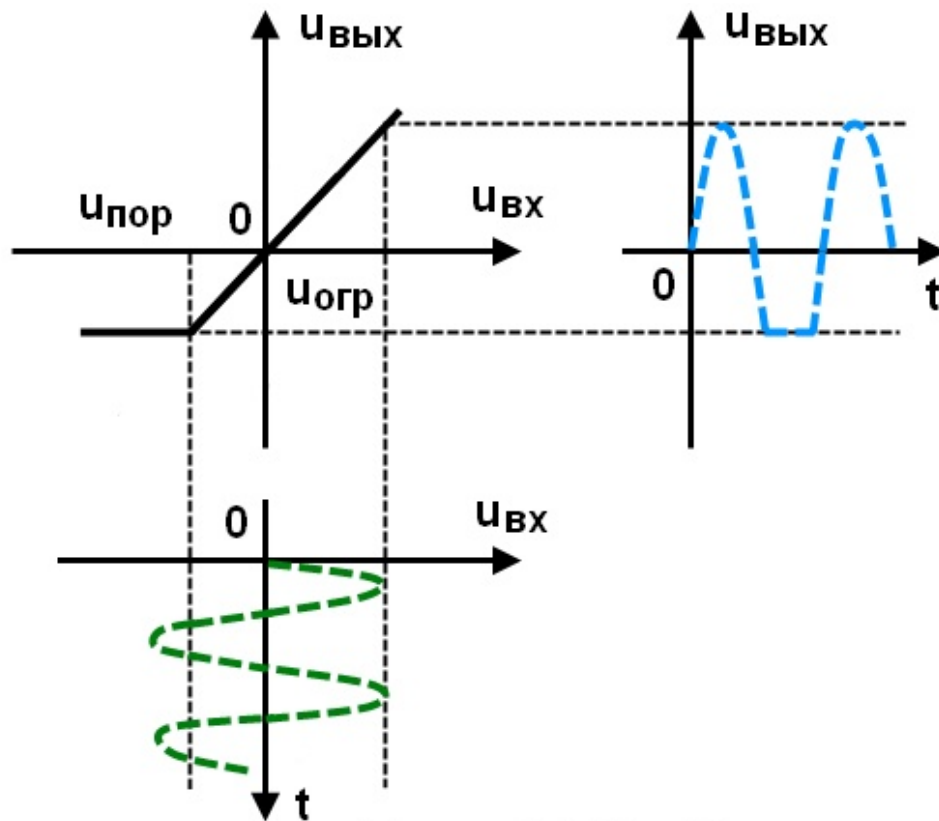


Рисунок 2 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя снизу

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

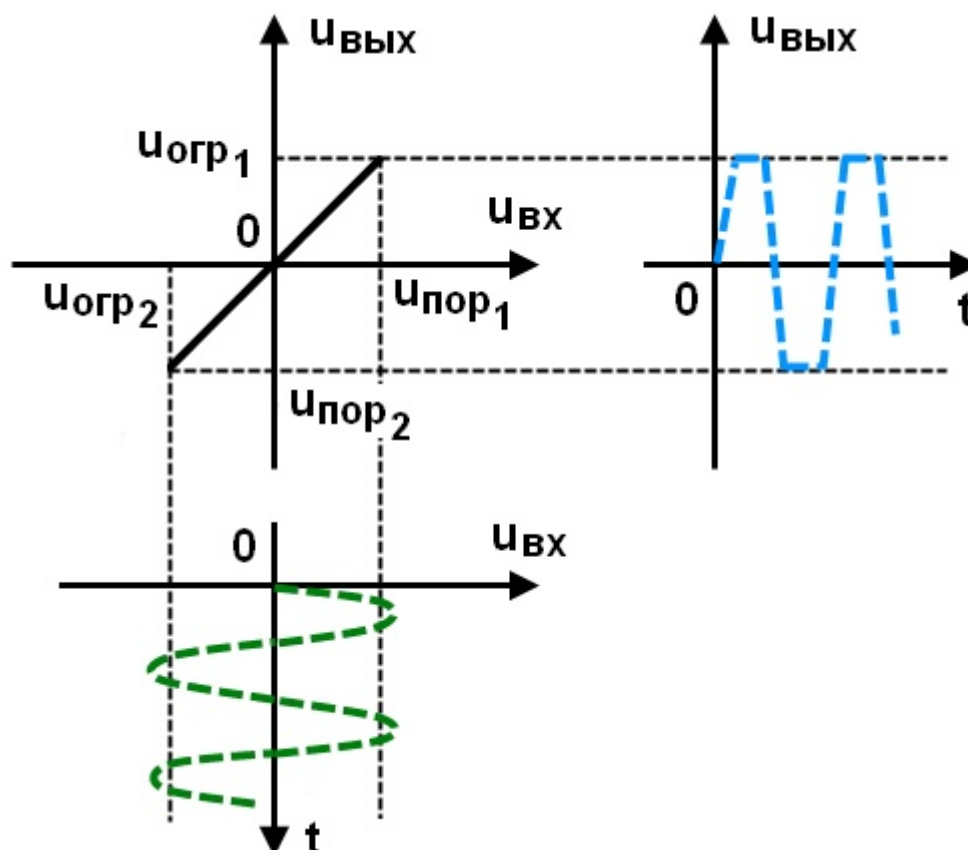


Рисунок 3 – Передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для двухстороннего ограничителя

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.

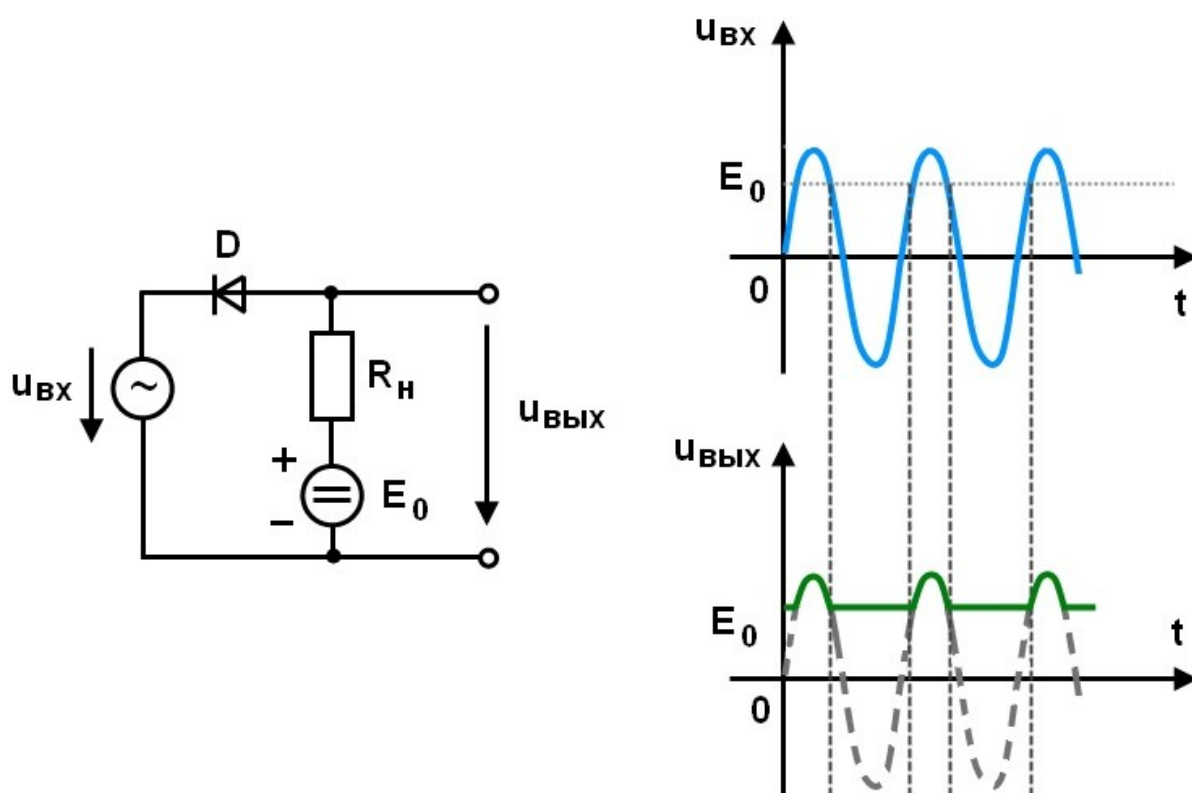


Рисунок 4 – Схема последовательного диодного ограничителя и временные диаграммы входного и выходного напряжения

Практически используемая схема рассмотренного ограничителя приведена на рисунке 5.

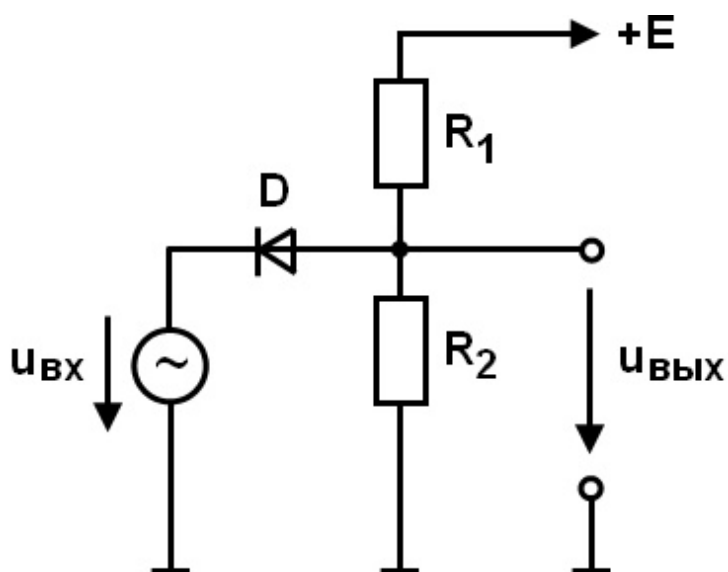


Рисунок 5 – Схема последовательного диодного ограничителя

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).

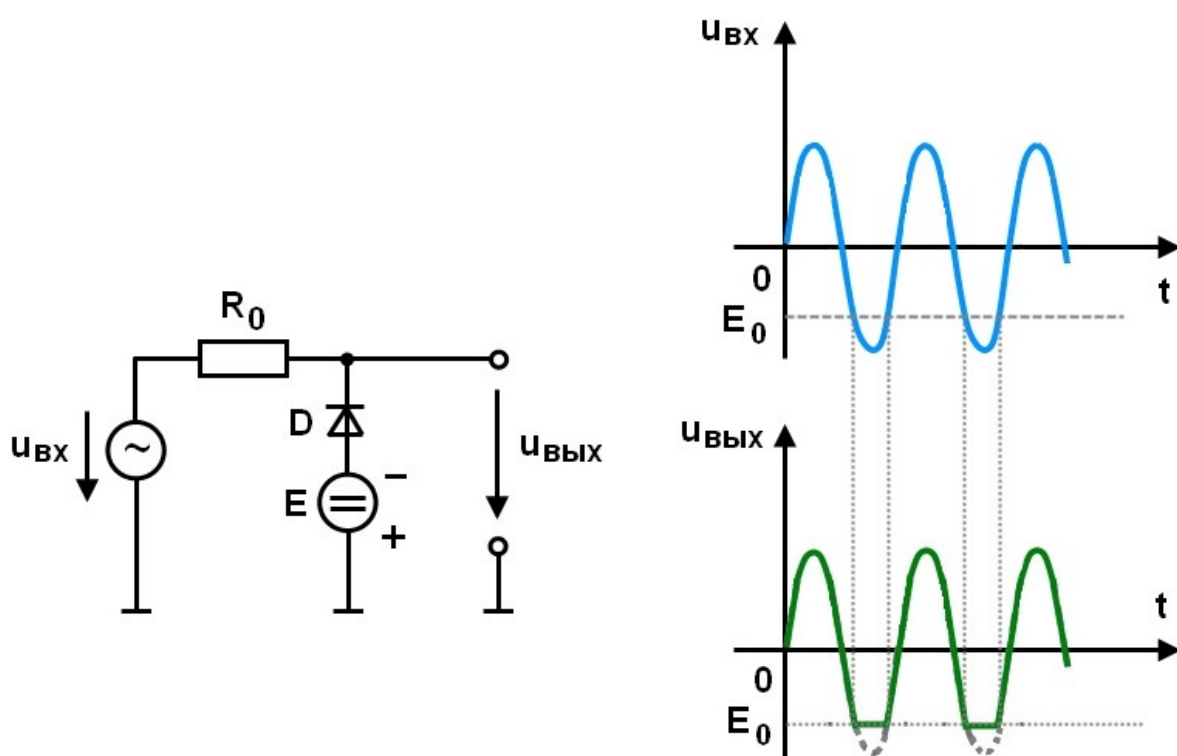


Рисунок 6 – Схема параллельного диодного ограничителя и временные диаграммы входного и выходного напряжения

Лишь в промежутках времени, когда входное напряжение более отрицательно, чем E_0 , диод открыт (его при анализе можно заменить короткой) и $U_{ВЫХ}$ равно E . Во все остальные моменты времени диод закрыт (его при анализе можно заменить разрывом цепи) и $U_{ВЫХ}$ повторяет $U_{ВХ}$. 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).

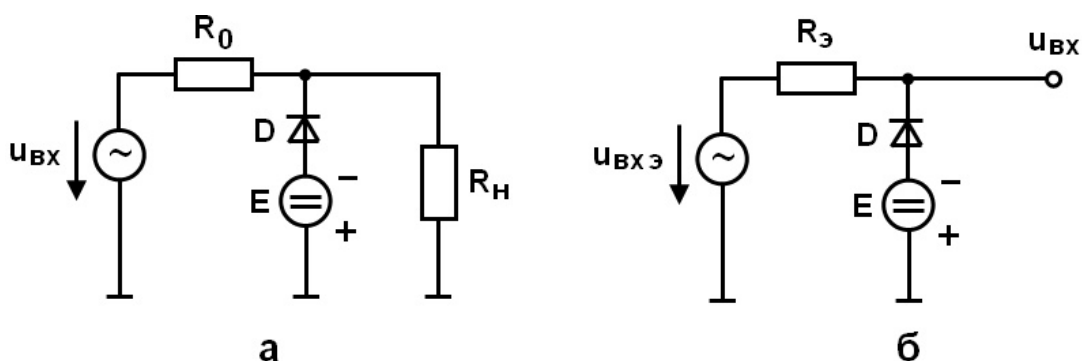


Рисунок 7 – Схемы параллельного ограничителя

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 .

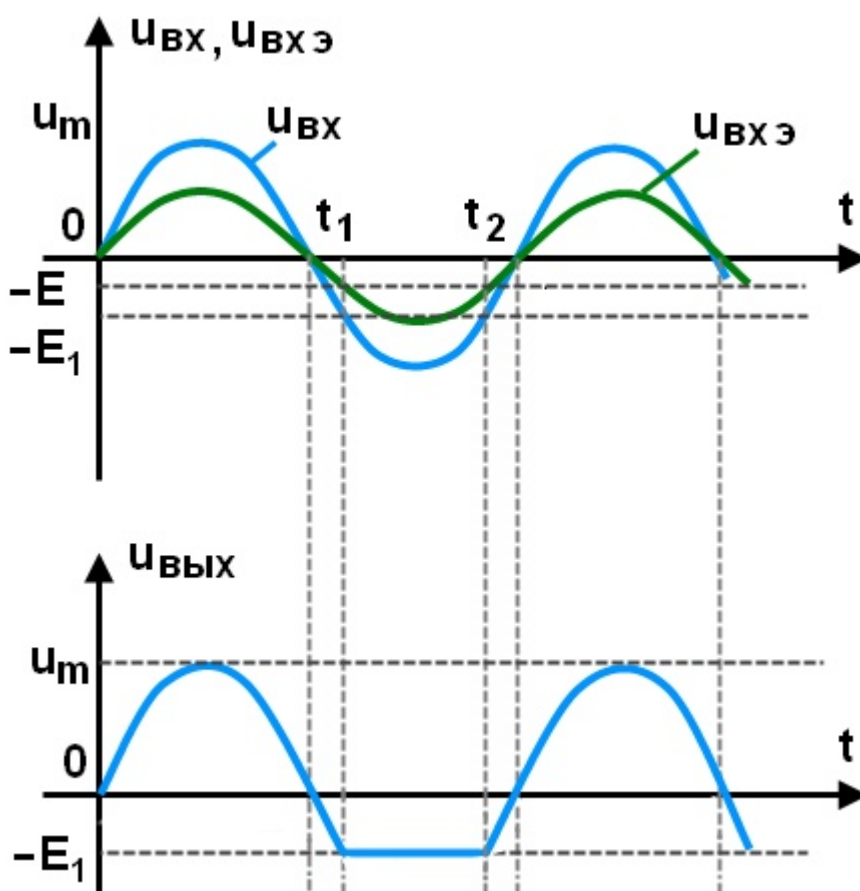


Рисунок 8 – Диаграммы работы ограничителя

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

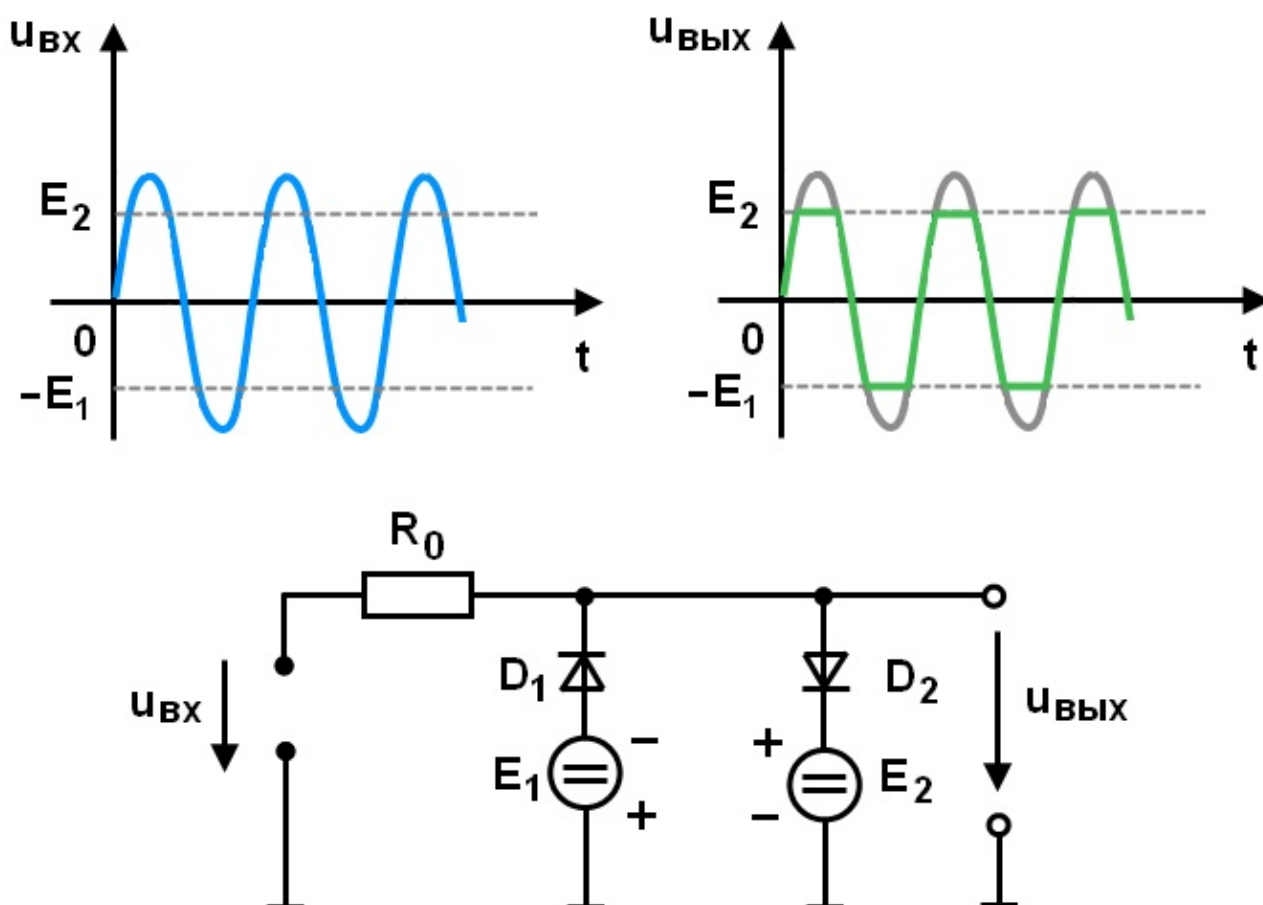


Рисунок 9 – Временные диаграммы входного и выходного напряжения и схема двустороннего диодного ограничителя и

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 практическую 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).

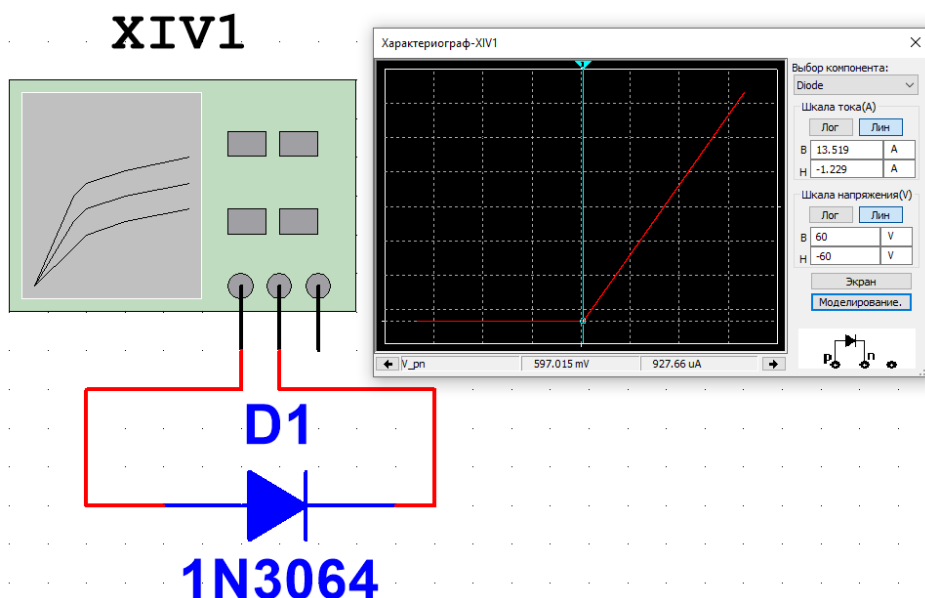


Рисунок 10 – Построение ВАХ диода в Multisim

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).

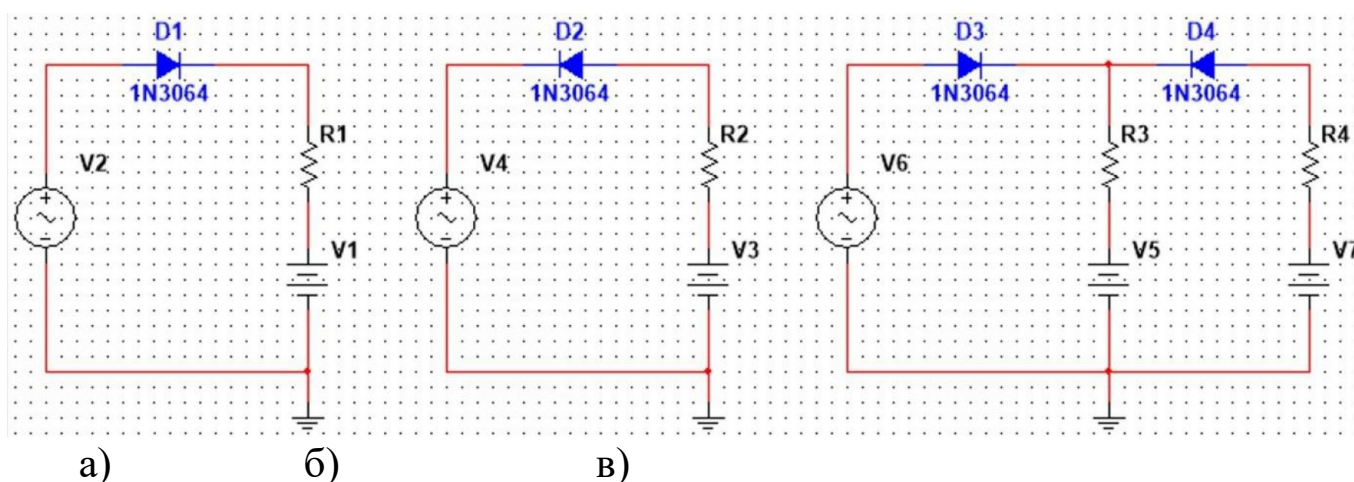


Рисунок 11 – Схемы последовательных амплитудных ограничителей:
а – по минимуму; б – по максимуму; в – двухсторонний

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

Таблица 1 – Варианты исходных данных

№ вар.	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).

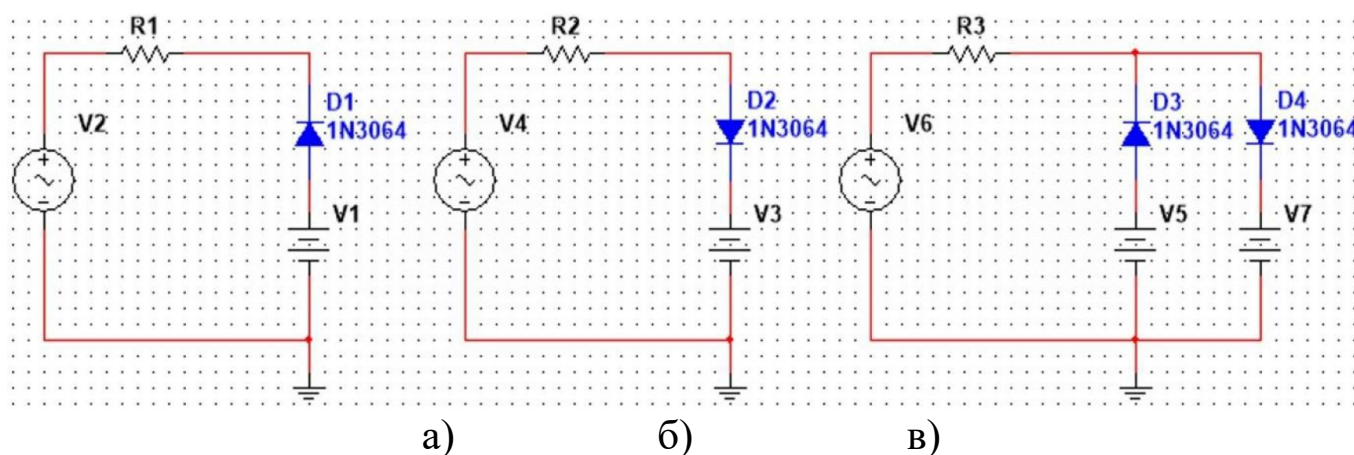


Рисунок 12 – Схемы параллельных амплитудных ограничителей
а – по минимуму; б – по максимуму; в – двухсторонний

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 практической 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 практической работы должен содержать:

- название предмета, номер и название практической 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 практической 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%**.

Приложение А

Пример оформления отчёта по выполнению практической работы МИНОБРНАУКИ РОССИИ

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

Кафедра информационной безопасности
(ИБ)

Отчёт по выполнению практической работы №1
по дисциплине «Теоретические основы радиотехники»
на тему «Гармонический анализ периодических сигналов»

Выполнил:

студент группы КС-316

Иванов И.И.

(подпись)

« ____ » _____ 2026

Проверил:

ст. преподаватель кафедры ИБ

Коптев Д.С.

(подпись)

« ____ » _____ 2026

1 Цель работы

— овладение...

2 Используемое материально-техническое оборудование и материалы

Для выполнения практической работы использовалось следующее материально-техническое оборудование:

— персональный компьютер с предустановленной программой схемотехнического моделирования NI Multisim ver. 14.0 (Academy license № M76X44651);

—

3 Последовательность выполнения практической работы и полученные результаты исследований

3.1 Исследование спектра гармонического сигнала

.....

3.2 Исследование спектра пилообразного и треугольного сигналов

.....

3.3 Исследование меандровой последовательности прямоугольных импульсов

.....

3.4 Исследование последовательности прямоугольных импульсов

.....

4 Вывод о проделанной работе

В ходе выполнения практической работы изучил (проанализировал/выполнил/провёл исследование...) ...

Получены следующие результаты....

5 Ответы на контрольные вопросы

Вопрос №1. Дайте определение спектра сигнала.

Ответ:

Вопрос №2. Приведите формулы для нахождения коэффициентов для разложения в ряд Фурье периодического сигнала.

Ответ: