

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Северо-Кавказский филиал
ордена Трудового Красного Знамени федерального государственного
бюджетного образовательного учреждения высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

ОБЩАЯ ТЕОРИЯ СВЯЗИ

Методическое пособие для проведения лабораторных работ

Ростов-на-Дону
2022 г.

Общая теория связи. Методическое пособие для проведения лабораторных работ. Пособие предназначено для проведения занятий по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи очной и очно-заочной и заочной формы обучения.

Составители: Заведующий кафедрой ИТСС к.т.н. доцент Юхнов В.И.

Доцент кафедры ОНП к.ф-м.н. доцент Бородин А.В.

Рецензент: доцент кафедры ИТСС доцент Ершов В.В.

Методическое пособие обсуждено и
одобрено на заседании кафедры ИТСС.
Протокол от «19» декабря 2022 г. № 5.

АННОТАЦИЯ

Целью освоения учебной дисциплины «Общая теория связи» (ОТС) является изучение основных закономерностей обмена информацией на расстоянии, её обработки, эффективной передачи и помехоустойчивого приёма в системах различного назначения. Изучение дисциплины должно способствовать развитию творческих способностей студентов, умению формулировать и решать задачи оптимизации систем связи, умению творчески применять и самостоятельно повышать свои знания в области инфокоммуникаций.

Прохождение лабораторного практикума ставит своей задачей использование на практике полученных теоретических знаний. Предлагаемое пособие содержит краткое изложение основных теоретических сведений и порядок выполнения лабораторных работ на лабораторном стенде «Теория электрической связи».

Сборник предназначен для подготовки студентов к лабораторным занятиям и является руководством при выполнении лабораторных работ.

СОДЕРЖАНИЕ

Краткое описание лабораторного стенда «ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ».....	5
1 Лабораторная работа № 1. «Дискретизация непрерывных сигналов во времени (теорема Котельникова)».....	9
2 Лабораторная работа № 2. "Исследование амплитудной модуляции"..	17
3 Лабораторная работа № 3. "Исследование детектора АМ сигналов"..	28
4 Лабораторная работа № 4. " Исследование частотной модуляции"....	35
5 Лабораторная работа № 5. " Исследование детектора ЧМ сигналов"..	45
6 Лабораторная работа № 6. “Исследование законов распределения случайных сигналов”.....	55
7 Лабораторная работа № 7. "Исследование оптимальных когерентных демодуляторов АМ и ЧМ сигналов".....	63
8 Лабораторная работа № 8. "Исследование оптимальных когерентных демодуляторов ФМ и ОФМ сигналов".....	73
9 Лабораторная работа № 9. "Исследование помехоустойчивости системы связи при разных видах модуляции".....	81
10 Лабораторная работа № 10. «Исследование процессов помехоустойчивого кодирования».....	95
ПРИЛОЖЕНИЕ Инструкция по использованию программного пакета “Теория электрической связи”(ТЭС).....	106
ЛИТЕРАТУРА	111

Краткое описание лабораторного стенда «ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ».

Лабораторный стенд представляет собой прямоугольный блок с габаритами (1200x370x280мм), установленный на полке рабочего стола (рисунок 1).



Рисунок 1- Общий вид лабораторной установки.

Стенд содержит ряд функциональных узлов, моделирующих функциональную схему систем связи, а также все необходимые источники сигналов и измерительные приборы, а именно (слева направо):

- источники сигналов;
- блоки КОДЕР-1, АЦП и сумматор;
- сменные блоки (в середине стенда), содержащие исследуемые функциональные узлы, гнезда контрольных точек, необходимые органы управления и индикации;
- светодиодные табло переданного и принятого сообщения, ЦАП и блок контроля ошибок;
- блок индикации, в котором расположены измерительные приборы постоянного и переменного напряжения, а также движковый потенциометр напряжения смещения.

В блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ представлены:

- гармонические сигналы с частотами 1кГц, 2кГц и 110кГц с регуляторами выхода ($0 \div 1,5$);
- амплитудный модулятор с несущей частотой 110кГц и частотой модуляции 1кГц. Уровень несущей и глубина модуляции (m) регулируются в пределах $0 \div 1,5V$ и $0 \div 1V$ соответственно;
- генератор шума (ГШ) с регулировкой выходного сигнала (квазибелый шум в полосе не менее 10Гц-100кГц).
- импульсные сигналы тактовой (С1) и цикловой (С2) синхронизации. Для С1 период $T=450\mu s$ (тактовый интервал). Период С2 $T_{Ц}=17T$. Сигналы используются для внешней синхронизации осциллографа;
- гармонические сигналы f_1 и f_2 , используемые для получения дискретных видов модуляции; $f_1=27кГц$; $f_2=18кГц$.

- $\delta(t)$ -сигнал “ δ -функции”- прямоугольной формы с длительностью $t_u=5\text{ мкс}$ и периодом 17 Т ; амплитуда не менее 5 В ;
- $s_1 \div s_3$ -сигналы сложной формы, состоящие из двух гармоник (основная частота 2 кГц);
- s_4 -сигнал, состоящий из суммы первой и третьей гармоник с частотами 23 и 69 Гц (для исследования АЦП);
- U_1 и U_2 - регулируемые источники постоянных напряжений (в пределах $-10 \div +10\text{ В}$);
- диапазонный низкочастотный генератор; имеет плавную и ступенчатую регулировку выходного сигнала ($0 \div 5\text{ В}$). Установка частоты (в пределах $20\text{ Гц} \div 160\text{ кГц}$) производится по встроенному частотомеру с цифровой индикацией.

Сигналы всех источников стенда (кроме ГШ и генератора НЧ) получены от одного кварцевого генератора путем деления частоты и фильтрации. Это существенно упрощает наблюдение изучаемых сигналов на осциллографе.

В блоке КОДЕР-1 производится ручное формирование любой пятисимвольной комбинации с помощью микротумблеров. Набранная комбинация индицируется на светодиодном табло с надписью ПЕРЕДАНО. (Такое же табло, но с надписью ПРИНЯТО, расположено над обозначением ДЕКОДЕР-1).

Блок АЦП является КОДЕРОМ-1 для аналоговых сигналов. На вход 1 блока АЦП подается входной аналоговый сигнал, вход 2 (“открытый вход”) служит для снятия статической характеристики аналогово-цифрового преобразования. Нижнее гнездо s ($k\Delta t$) служит для наблюдения за отсчетами преобразуемого сигнала, причем могут быть использованы две частоты дискретизации $f_{\delta 1}=125\text{ Гц}$ или $f_{\delta 2}=2,3\text{ кГц}$, переключаемые тумблером. Кнопочный переключатель РАЗРЯДНОСТЬ позволяет получить число разрядов АЦП 3, 4 и 5. При отжатых кнопках происходит восьмиразрядное кодирование.

Блок ЦАП имеет один вход и два выхода. На выходе 1 формируется ступенчатый сигнал в соответствии с выбранной в АЦП разрядностью и частотой дискретизации. На выходе 2 формируется выходной сигнал после сглаживающего фильтра. Тумблер «0 – τ », расположенный ниже ЦАП, служит для компенсации задержки на T , вносимой демодулятором. При непосредственном соединении блоков АЦП и ЦАП - тумблер должен быть в положении “0”, а при включении между ними модулятора и демодулятора - в положении “ τ ”.

Блок контроля ошибок предназначен для фиксации ошибок в “системе связи”. Сигналы ошибок с выхода этого блока подсчитываются на ПК за определенное время наблюдения, и рассчитывается оценка вероятности ошибки. Сигналы ошибок в символе – положительные импульсы прямоугольной формы длительностью около 200 мкс формируются только для первых пяти символов последовательности (информационных).

Длительность сигнала ошибки в «букве» - то есть в пятисимвольной информационной посылке – определяется положением первого ошибочно принятого символа и моментом окончания 5^{-го} символа.

Ниже блока контроля ошибок расположены гнезда входов ПК с потенциометрами, регулирующими уровень сигналов, подаваемых на ПК. Связь стенда с ПК осуществляется через экранированный кабель, заканчивающийся разъёмом, который должен быть включён на вход звуковой платы ПК.

В настоящее время стенд комплектуется пятью сменными блоками:

1 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ

Блок содержит полевой транзистор с нагрузкой в цепи стока в виде резистора или колебательного LC контура. Частота резонанса контура около 15кГц. Блок позволяет подробно изучать такие преобразования в радиотехнике, как изменение формы и спектра сигналов нелинейной безынерционной цепью, нелинейное резонансное усиление, умножение частоты, преобразование частоты, амплитудную модуляцию и детектирование АМ сигналов.

2 ЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ

Блок содержит частотный модулятор на RC генераторе с полевыми транзисторами в фазобалансной цепи и частотный детектор (ЧД) с симметрично расстроенными контурами. Модулятор ЧМ обеспечивает практически линейное изменение частоты в пределах $7 \div 18$ кГц. Характеристика детектирования ЧД имеет линейный участок не уже ± 2 кГц относительно несущей частоты 14 кГц. Измерение частоты модулятора при снятии статической модуляционной характеристики (СМХ) и наблюдение спектров модулированных колебаний производится по анализатору спектра, реализованному программным методом на ПК.

Блок позволяет снять СМХ и характеристику детектирования, выбрать оптимальные режимы модулятора и детектора, наблюдать осциллограммы и спектры ЧМ сигналов, прохождение сигналов через частотный модем.

3 ДИСКРЕТИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕНИ (ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА)

Блок содержит дискретизатор, переключатель фиксированных частот дискретизации (3, 6, 12, 16, 24 и 48кГц) и три ФНЧ четвертого порядка на операционных усилителях. Особенностью блока является выбор как частот сигнала, так и частот дискретизации, полученных от одного кварцевого генератора, что облегчает наблюдение на осциллографе дискретизированных сигналов.

4 АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Блок содержит LC и RC автогенераторы с общей схемой прерывателя цепей обратной связи для изучения переходных процессов.

LC генератор собран на полевом транзисторе с трансформаторной обратной связью. Имеется возможность изменять знак обратной связи или вообще отключить ее. Частота генерации - фиксированная, около 25кГц.

Работает в режимах автоматического либо регулируемого смещения.

РС генератор собран на двухкаскадном резистивном усилителе с фазобалансной цепью. Предусмотрена возможность отключения цепи обратной связи, а также превращения схемы в мультивибратор. Частота генерации регулируется сдвоенным потенциометром в пределах сотен герц - единиц килогерц. Имеется ручная и автоматическая регулировка усиления (АРУ) К-цепи. Схема АРУ, включаемая отдельным тумблером, позволяет сохранить практически синусоидальную форму колебаний даже при попытке вручную изменить коэффициент усиления К-цепи.

Блок АВТОГЕНЕРАТОРЫ позволяет выполнять три лабораторные работы.

5 МОДУЛЯТОР-ДЕМОДУЛЯТОР

Блок содержит цифровой манипулятор, работающий в режимах АМ, ЧМ, ФМ и ОФМ, “канал связи”, представленный в виде сумматора с полосовым фильтром (ПФ) для подачи шума от ГШ, и демодулятор, собранный по схеме корреляционного приемника. Полосовой фильтр предназначен для ограничения полосы шума полосой частот, занимаемой спектром модулированных сигналов ($10 \div 35$ кГц). Коэффициент передачи сумматора для сигнала – 0,5, для шума – 5.

На сменном блоке подробно раскрыта схема демодулятора – выведены на контрольные точки (гнёзда) напряжения опорных сигналов, выходы перемножителей, интеграторов, пороговые напряжения. Переключение видов модуляции осуществляется кнопкой, расположенной около обозначения модулятора и индицируется светодиодными индикаторами.

В блоке имеется также переключатель начальной фазы опорного колебания (ФМ и ОФМ), ручная установка порога (АМ), а также индикатор ошибки.

Блок позволяет изучать виды дискретной модуляции, наблюдать смесь сигнала и шума при определенном их соотношении, изучать принцип действия демодулятора при разных видах модуляции, измерять помехоустойчивость системы.

Сменные блоки крепятся к стенду четырьмя фасонными винтами; электрическое соединение осуществляется ленточными многожильными кабелями с разъёмами. Разъёмы имеют буквенную маркировку, состоящую из первых букв названия сменного блока. Замену сменных блоков следует производить только при отключенном питании стенда.

Для выполнения лабораторных работ кроме стенда предполагается использование двухлучевого (двухканального) осциллографа и персонального компьютера, к которому поставляется оригинальное программное обеспечение для выполнения ряда специальных измерительных и демонстрационных функций (двухканальный анализатор спектра, построение гистограмм, функций корреляции, вычисление оценки вероятности ошибок).

Лабораторная работа № 1

«Дискретизация непрерывных сигналов во времени (теорема Котельникова)»

Цель работы: исследование процессов дискретизации и восстановления непрерывных сигналов.

Краткие сведения из теории

Всякое непрерывное сообщение $s(t)$, занимающее конечный интервал времени T_c , может быть передано с достаточной точностью конечным числом N отсчетов (выборок) $s(nT)$, т.е. последовательностью коротких импульсов, разделенных паузой.

Дискретизация сообщений по времени – процедура, состоящая в замене несчетного множества мгновенных значений сигнала их счетным (дискретным) множеством, которое содержит информацию о значениях непрерывного сигнала в определенные моменты времени.

При дискретном способе передачи непрерывного сообщения можно сократить время, в течение которого канал связи занят передачей этого сообщения, с T_c до $\frac{T_c}{N}$, где T_c – длительность импульса, применяемого для передачи выборки; можно осуществить одновременную передачу по каналу связи нескольких сообщений (временное уплотнение сигналов).

Наиболее простым является способ дискретизации, основанный на теореме В.А. Котельникова, сформулированной для сигналов с ограниченным спектром (теорема отсчетов):

если наивысшая частота в спектре функции $s(t)$ меньше, чем F_m , то функция $s(t)$ полностью определяется последовательностью своих значений в моменты, отстоящие друг от друга не более, чем на $1/2F$ секунд, может быть представлена рядом:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2F_m}\right) \frac{\sin\left[2\pi F_m\left(t - \frac{n}{2F_m}\right)\right]}{2\pi F_m\left(t - \frac{n}{2F_m}\right)} \quad (1.1)$$

Здесь величина $\frac{1}{2F_m}$ обозначает интервал между отсчетами на оси времени, а $\frac{n}{2F_m} = nT$ – время выборки $S(nT)$, – значение сигнала в момент отсчета.

Ряд (1.1) называется рядом Котельникова, а выборки (отсчеты) сигнала $\{s(nT)\}$ иногда называют временным спектром сигнала.

Функция

$$s\left[\frac{n}{2F_m}\right] = s(nT)$$

$$u_n(t) = \frac{\sin[2\pi F_m(t-nT)]}{2\pi F_m(t-nT)} = \frac{\sin \omega_m(t-nT)}{\omega_m(t-nT)}$$

обладает следующими свойствами:

а) в точке $t=nT$ функция равна 1, т.к. в этой точке аргумент функции

$$\frac{\sin x}{x} \quad \text{равен } 0, \text{ а значение ее равно } 1;$$

б) в точках $t=kT$, $k \neq n$ функция $u_n(kT) = 0$, т.к. аргумент синуса в этих точках равен $2\pi F_m(kT-nT) = 2\pi F_m(k-n)T = (k-n)\frac{1}{2F_m}2\pi F_m = (k-n)\pi$, а сам синус равен нулю;

в) спектральная плотность функции $u_n(nT)$ равномерна в полосе частот $|f| \leq F_m$ и равна $\frac{1}{2F_m}$. Этот вывод сделан на основе теоремы взаимности частоты и времени пары преобразований Фурье. ФЧХ спектральной плотности линейна и равна $\varphi_n(\omega) = -jnT\omega$ (в соответствии с теоремой о сдвиге сигнала). Таким образом,

$$U_n(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2F_m} e^{-jnT\omega} = T e^{-jnT\omega} & \text{при } |\omega| \leq \omega_m \\ 0 & \text{при } |\omega| > \omega_m \end{cases}$$

Временное и частотное представления функции $u_n(t)$ даны на рисунке 1.1.

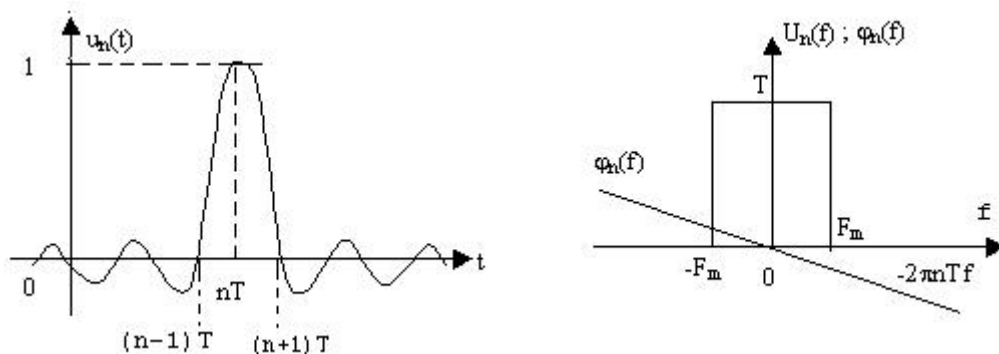


Рисунок 1.1 - Временное и частотное представления функции $u_n(t)$

Графическая интерпретация ряда Котельникова представлена на рисунке 1.2.

Ряд Котельникова (1.1) обладает всеми свойствами обобщенного ряда Фурье с базисными функциями $u_n(nT)$, и поэтому определяет функцию $s(t)$ не только в точках отсчета, но и в любой момент времени.

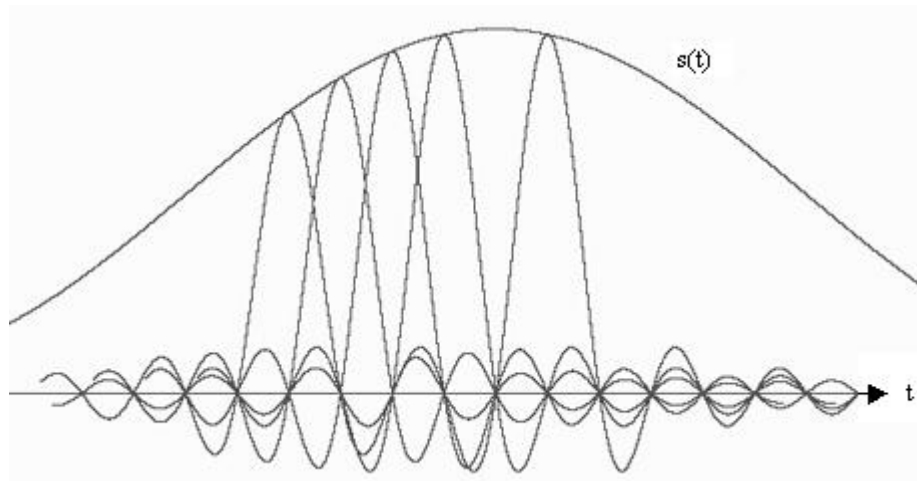


Рисунок 1.2 - Графическая интерпретация ряда Котельникова

Интервал ортогональности функции u_n равен бесконечности. Квадрат нормы

$$\|u_n\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2 \omega_m (t - nT)}{\omega_m^2 (t - nT)^2} dt = \frac{1}{\omega_m} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2 x}{x^2} dx = \frac{\pi}{\omega_m} = T.$$

Коэффициенты ряда, определяемые по общей формуле для ряда Фурье, равны (с использованием равенства Парсеваля):

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) u_n(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \dot{S}(\omega) U_n^*(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F_m} \cdot \frac{1}{T} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \dot{S}(\omega) e^{jnT\omega} d\omega$$

Так как

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \dot{S}(\omega) e^{jnT\omega} d\omega = s(nT),$$

следовательно

$$C_n = \frac{1}{2F_m} \cdot \frac{1}{T} s(nT) = s(nT).$$

При ограничении спектра сигнала конечной наивысшей частотой ряд (1.1) сходится к функции $s(t)$ при любом значении t .

Если взять интервал T между выборками меньшим, чем $\frac{1}{2F_m}$, то ширина спектра базисной функции будет больше ширины спектра сигнала, следовательно точность воспроизведения сигнала будет выше, особенно в случаях когда спектр сигнала не ограничен по частоте и наивысшую частоту F_m приходится выбирать из энергетических или информационных соображений, оставляя неучтенными “хвосты” спектра сигнала.

При увеличении расстояния между выборками ($T_1 > \frac{1}{2F_m}$) спектр базисной функции становится уже спектра сигнала, коэффициенты C_n будут являться выборками другой функции $s_1(t)$, спектр которой ограничен

частотой.

Если длительность сигнала T_c конечна, то полоса его частот равна строго бесконечности, т.к. условия конечных длительности и полосы несовместимы. Однако практически всегда можно выбрать наивысшую частоту так, чтобы “хвосты” содержали либо малую долю энергии, либо слабо влияли на форму аналогового сигнала. При таком допущении число отсчетов N на времени T_c будет равно T_c/T , т.е. $N=2F_m T_c$. Ряд (1.1) в этом случае имеет пределы 0, N .

Число N иногда называют числом степеней свободы сигнала, или базой сигнала. С увеличением базы точность восстановления аналогового сигнала из дискретного увеличивается

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

Исследуемое устройство (рисунок 1.3) размещено на сменном блоке ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА и представляет собой дискретизатор (обозначенный на макете как перемножитель сигналов) и набор из трех фильтров - восстановителей с разными частотами среза. Источники исследуемых сигналов - S_1 , S_2 и S_3 находятся в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ, а сами сигналы представляют собой суммы гармоник с частотами 2, 4 и 6кГц. (При необходимости исследуемый сигнал может быть усложнен добавлением еще одного гармонического сигнала с частотой 1кГц с помощью сумматора стенда).

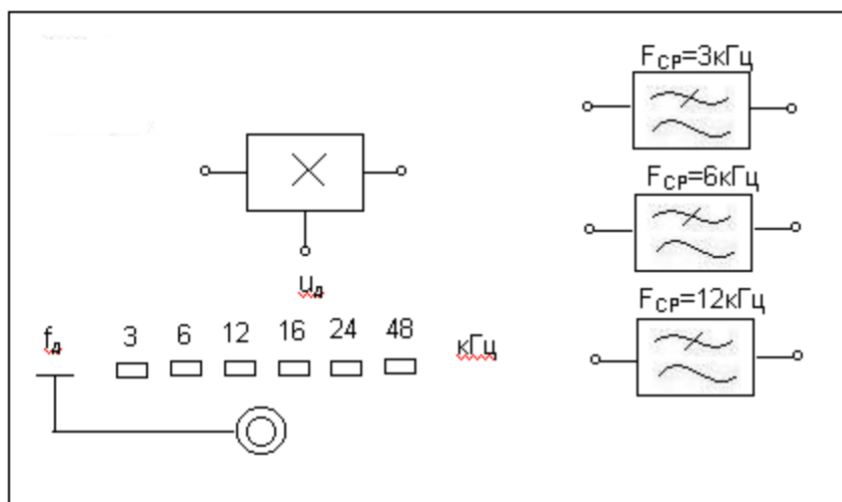


Рисунок 1.3 - Блок дискретизации сигналов

Дискретизатор, формирующий отсчеты $s(k\Delta t)$ непрерывного сигнала $s(t)$, выполняет функцию перемножителя этого сигнала на короткие импульсы напряжения дискретизации ($u_{\text{дискр}}$). В данном случае дискретизатор выполнен по схеме аналогового коммутатора, пропускающего

входной сигнал $s(t)$ на выход в течение короткого времени существования импульсов дискретизации. Временной интервал между соседними отсчетами дискретизированного сигнала $s(k\Delta t)$ зависит от выбора частоты дискретизации f_d :

$$\Delta t = 1/f_d.$$

Эта частота может изменяться дискретно при нажатии кнопки f_d , при этом выбранное значение этой частоты индицируется светодиодом ($f_d=3,6,12,16,24$ и 48 кГц). Все упомянутые выше частоты (частоты дискретизации и частоты гармоник исследуемых сигналов) жестко синхронизированы, что упрощает наблюдение процессов на осциллографе.

В качестве фильтров - восстановителей используются три активных ФНЧ четвертого порядка с частотами среза $3, 6$ и 12 кГц. Для снятия импульсных характеристик фильтров используется генератор коротких импульсов "δ - функций" (гнезда $\delta(t)$ в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ).

В соответствии с теоремой Котельникова отсчеты, следующие через интервалы времени $\Delta t = 1/2F_B$, где F_B - верхняя частота сигнала, могут быть преобразованы в исходный сигнал после прохождения через идеальный ФНЧ с частотой среза $F_{CP} = F_B$. В работе используются реальные ФНЧ с достаточно крутыми спадами АЧХ после частоты среза. Поэтому на практике выбирают Δt несколько меньше (а иногда и в несколько раз меньше), чем требуется в теореме Котельникова с тем, чтобы реальный ФНЧ с АЧХ трапецевидной формы позволял выделить спектр исходного сигнала из спектра дискретизированного сигнала, что гарантирует отсутствие искажений при обратном преобразовании (восстановлении) сигнала.

В качестве измерительных приборов используются двухлучевой осциллограф и ПК, работающий в режиме анализатора спектра.

Домашнее задание

1 Изучить раздел "Дискретизация непрерывных сигналов во времени" по конспекту лекций и литературе: [3] с. 64÷69; [4] с.44 ÷49; [5] с.116÷119.

Лабораторное задание

- 1 Произвести дискретизацию одного из сложных сигналов (s_1, s_2 или s_3).
- 2 Исследовать спектры исходного и дискретизированного сигналов.
- 3 Исследовать частотные и импульсные характеристики фильтров – восстановителей.
- 4 Исследовать процесс восстановления дискретизированных сигналов.

Методические указания

1 Дискретизация сигнала.

1.1 Выбрать один из трех сигналов (например, s_1) в блоке ИСТОЧНИКИ

СИГНАЛОВ и подать его на вход «А» ПК, работающего в режиме спектроанализатора. (Входы ПК находятся в нижней части стенда справа).

1.2 С помощью спектроанализатора (ПК) получить спектр сигнала и определить его верхнюю частоту (F_B).

1.3 Рассчитать требуемую частоту дискретизации f_d и установить ее на макете кнопкой « f_d ».

1.4 Соединить входы двухлучевого осциллографа со входом и выходом дискретизатора, установить режим внешней синхронизации осциллографа (от гнезда С1 блока ИСТОЧНИКИ). Вход спектроанализатора подключить к выходу дискретизатора.

1.5 Зафиксировать в отчете временные диаграммы в следующем порядке (с сохранением масштаба по оси времени)

- исследуемый сигнал $s(t)$;
- напряжение дискретизации (гнездо нижнего входа перемножителя);
- выходной дискретизированный сигнал $s(k\Delta t)$.

С экрана монитора ПК зарисовать спектры перечисленных выше сигналов.

1.6 Переключая кнопкой частоту дискретизации f_d на 1-2 шага выше и ниже выбранного значения f_d , наблюдать изменения в осциллограммах и спектрах на выходе дискретизатора. Наиболее характерные случаи зафиксировать в отчете.

2 Исследование фильтров.

С целью выбора наилучшего из трех ФНЧ в качестве фильтра - восстановителя необходимо определить частоту среза каждого из них по АЧХ либо по импульсной характеристике $g(t)$. Кроме того, АЧХ фильтров необходима для последующей коррекции f_d , а импульсная реакция $g(t)$ нужна для объяснения процесса восстановления сигнала.

2.1 Снятие АЧХ фильтра проводится путем подачи на его вход гармонического сигнала с напряжением 1В от встроенного генератора в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. К выходу фильтра подключить встроенный цифровой вольтметр переменного напряжения. Плавное увеличение частоты генератора от 0,3 кГц до частоты среза, снять частотную характеристику $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$ с шагом 1 кГц так, чтобы зафиксировать частоту среза F_C , на которой $U_{\text{вых}}$ окажется в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем на частоте 1кГц, а также частоты, на которых $U_{\text{вых}}$ уменьшится до 0,1 и 0,05 от $U_{\text{вых}}(1\text{кГц})$. Построить на одном графике АЧХ трех фильтров и отметить на них уточненные значения частот среза F_C . Выбрать лучший фильтр - восстановитель для исследуемого сигнала.

2.2 Снятие импульсной реакции ФНЧ производится путем подачи на вход фильтра коротких импульсов (от гнезда " $\delta(t)$ " блока "ИСТОЧНИКИ"). Осциллограмма выходного сигнала будет соответствовать импульсной реакции фильтра $g(t)$. Зарисовать осциллограммы $g(t)$ для трех фильтров, фиксируя на них значения "нулей" (рисунок 1.4) по шкале на экране

осциллографа с учетом масштаба развертки (мкс/дел). Определив Δt^1 для каждого ФНЧ, находим частоты среза по формуле:

$$F_C = 1/(2 \Delta t^1).$$

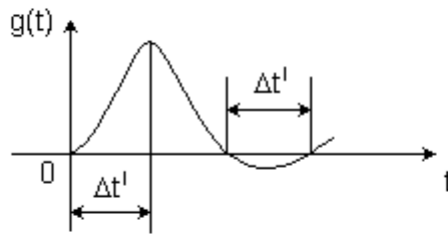


Рисунок 1.4 - Осциллограмма на выходе фильтра

2.3 По пунктам 2.1 или 2.2 выбрать фильтр, наиболее пригодный для восстановления дискретизированного сигнала.

3 Восстановление дискретизированного сигнала.

3.1 Сопоставляя спектры, снятые по п.1.6 с частотной характеристикой выбранного фильтра - восстановителя, скорректировать частоту дискретизации, увеличив ее на 1 - 2 шага от расчетного значения с тем, чтобы спектр исходного сигнала $s(t)$ можно было выделить из спектра дискретизированного сигнала с помощью выбранного реального ФНЧ.

3.2 Соединить выход дискретизатора со входом выбранного ФНЧ, установить на макете уточненное в п.3.1. значение f_d^1 . Подключив один из входов осциллографа ко входу дискретизатора, а второй - к выходу ФНЧ, зафиксировать в отчете осциллограммы исходного и восстановленного сигнала.

3.3 Изменяя частоту дискретизации на 1 - 2 шага от скорректированного значения f_d , зафиксировать наиболее характерные осциллограммы восстановленных сигналов. В отчете привести заключение о том, допустимо ли изменять интервал между отсчетами дискретизированного сигнала (Δt).

3.4 Установив прежнее значение f_d^1 , заменить выбранный ФНЧ на другой, а затем и на третий фильтр, фиксируя в отчете осциллограммы восстановленных сигналов с указанием F_C ФНЧ.

3.5 Соедините вход дискретизатора с источником периодической последовательности прямоугольных импульсов, в качестве которого используется КОДЕР-1. Установите тумблерами КОДЕРА-1 любую комбинацию из одной единицы и четырех нулей. При этом на выходе КОДЕРА-1 формируются прямоугольные импульсы длительностью 450 мкс с периодом 7650 мкс. Проведя анализ спектра этого сигнала, выберите f_d и фильтр восстановитель. Зафиксируйте осциллограммы и спектры входного, дискретизированного и восстановленного сигналов.

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Функциональную схему установки.
- 2 Осциллограммы, спектры и характеристики фильтров по всем пунктам задания.
- 3 Выводы по пунктам 1.3 и 1.5.

Контрольные вопросы

- 1 Каков практический смысл в дискретизации аналоговых сигналов?
- 2 Сформулируйте теорему Котельникова.
- 3 При каких условиях теорема Котельникова гарантирует двойное преобразование сигналов (дискретизация и восстановление) без искажений?
- 4 Каков алгоритм восстановления дискретизированного сигнала?
- 5 Какова роль ряда Котельникова в объяснении процесса восстановления сигнала?
- 6 Что такое базисная функция?
- 7 Какую функцию выполняет ФНЧ?
- 8 С какой целью в работе исследовались спектры исходного и дискретизированного сигналов?
- 9 Можно ли произвольно увеличивать или уменьшать Δt между отсчетами? К чему это может привести?
- 10 В чем отличие идеального и реального ФНЧ?
- 11 С чем связана необходимость корректировать значение частоты дискретизации?
- 12 Как Вы представляете себе процесс дискретизации аналогового сигнала? Какие функциональные узлы для этого необходимы?
- 13 Все ли аналоговые сигналы могут быть:
 - дискретизированы во времени;
 - восстановлены после дискретизации.
- 14 Назовите причины, вызывающие искажения при восстановлении дискретизированных сигналов.

Лабораторная работа № 2

"Исследование амплитудной модуляции "

Цель работы: исследование процесса амплитудной модуляции, получение статической модуляционной характеристики и выбор оптимального режима работы модулятора.

Краткие сведения из теории

Для сигналов с аналоговыми видами модуляции удобно использовать квазигармоническое представление:

$i(t) = I_m(t) \cos \Phi(t)$, где $I_m(t)$ - огибающая процесса, $\Phi(t)$ - полная фаза $\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi(t)$.

Первое слагаемое здесь – текущая фаза, второе – девиация (отклонение) фазы. Учитывая, что $I_m(t)$ и $\Delta\varphi(t)$ - суть медленно меняющиеся функции времени, за один период колебания с несущей частотой ω_0 , модулированный сигнал по форме представляет собой синусоиду. Этим и объясняется название «квазигармоническое», то есть почти синусоидальной формы.

Амплитудную модуляцию можно определить как вид модуляции, при котором девиация амплитуды пропорциональна информационному сигналу $u_c(t)$, а девиация фазы $\Delta\varphi(t)$ вырождается в начальную фазу φ_0 .

$$\Delta I_m(t) = K_{AM} u_c(t), \Delta\varphi(t) = \varphi_0 \quad (2.1)$$

где K_{AM} – коэффициент пропорциональности, характеризующий работу модулятора. Физический смысл этого коэффициента будет показан ниже.

Огибающая процесса $I_m(t)$ может быть представлена как сумма постоянной составляющей (амплитуды несущего колебания) и девиации амплитуды:

$$I_m(t) = I_{m0} + \Delta I_m(t)$$

Общая запись амплитудно-модулированного сигнала (АМ) имеет вид:

$$i(t) = \left[I_{m0} + K_{AM} u_c(t) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.2)$$

Для частного случая, тональной АМ:

$$u_c(t) = U_{mc} \cos \Omega t$$

$$i(t) = \left[I_{m0} + K_{AM} U_{mc} \cos \Omega t \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Величина $K_{AM} U_{mc} = \Delta I_{m \max}$; вынося I_{m0} за скобку, получим:

$$i(t) = I_{m0} \left[1 + \frac{\Delta I_{m \max}}{I_{m0}} \cos \Omega t \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Обозначим $\frac{\Delta I_{m \max}}{I_{m0}} = m$ (глубина модуляции).

Окончательно для тональной модуляции:

$$i(t) = I_{m0} \left[1 + m \cos \Omega t \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.3)$$

Для модуляции сложным сигналом $u_c(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \cos k\Omega t$ получаем

выражение
$$i(t) = I_{m0} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} m_k \cos k\Omega t \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

здесь $m_k = \frac{\Delta I_{mk \max}}{I_{m0}}$ - частичная (парциальная) глубина модуляции;

$$m = \sum_{k=1}^{\infty} m_k \leq 1$$

Временные диаграммы информационного сигнала $u_c(t)$ и сигнала АМ представлены на рисунке 2.1.

Для получения спектра тонального АМ сигнала раскроем скобки в выражении (2.3)

$$i(t) = I_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{m I_{m0}}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \frac{m I_{m0}}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0$$

Спектрограммы исходного (информационного) сигнала и АМ сигнала показаны на рисунке 2.2.

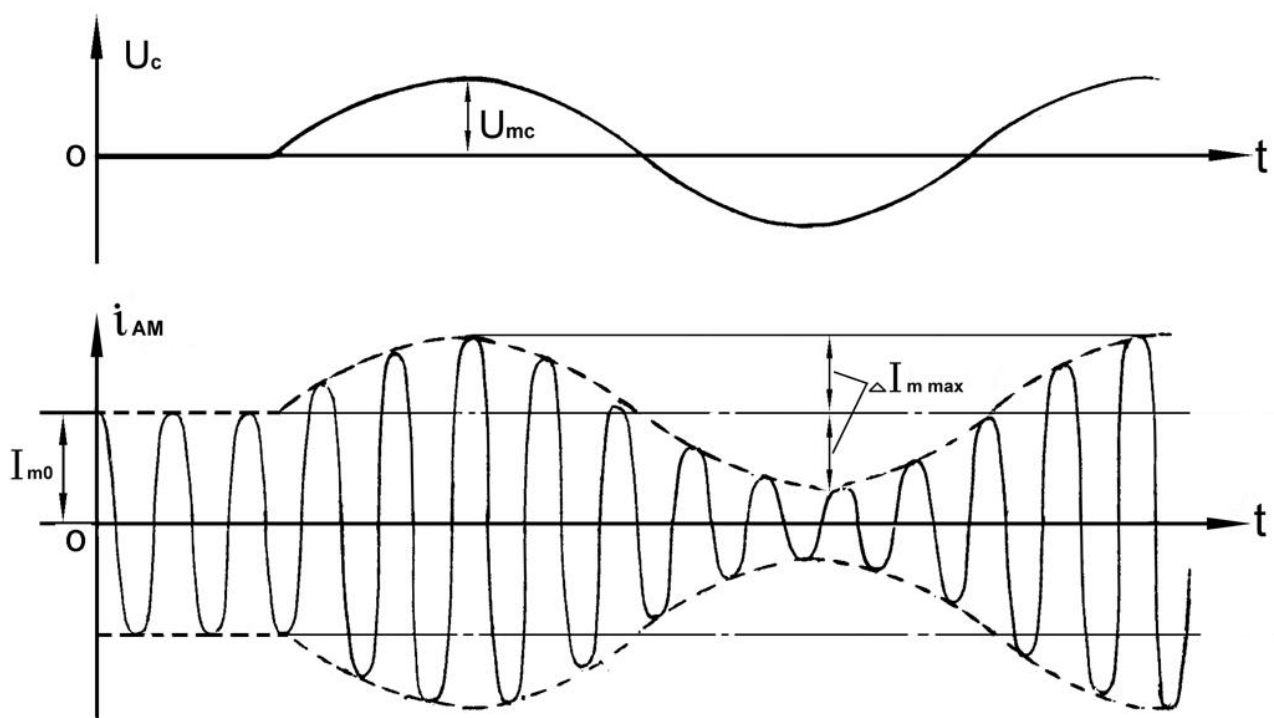


Рисунок 2.1- Временные диаграммы тонального АМ сигнала

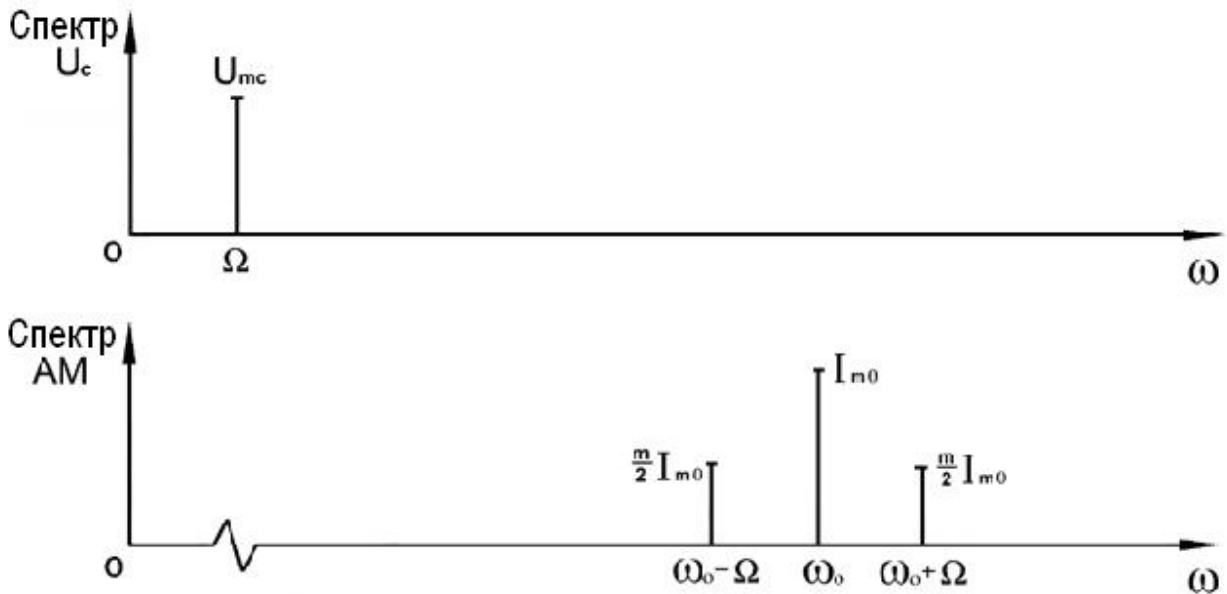


Рисунок 2.2 - Спектр тонального АМ сигнала

Спектр тонального АМ сигнала состоит из колебания несущей частоты и двух боковых, которые являются комбинационными частотами.

Итак, новыми колебаниями, возникающими в амплитудном модуляторе, являются комбинационные колебания второго порядка $\omega_0 \pm \Omega$. Следовательно, наилучшей формой ВАХ нелинейного элемента в

амплитудном модуляторе является квадратичная парабола: $i = S^{(2)}(u - u^{(2)})^2$ при $u \geq u_0^{(2)}$.

Если на вход нелинейного элемента подать бигармонический сигнал $u_{\text{ВХ}} = u = E_{\text{CM}} + u_1 + u_c = E_{\text{CM}} + U_m \cos \omega_0 t + U_{mc} \cos \Omega t$, то в спектре тока i , кроме гармоник входных сигналов, образуются комбинационные колебания второго порядка (i_K):

$$i_{K1cM0} = S^{(2)} [u + u + (E_{\text{CM}} - u^{(2)})]^2 =$$

$$= S^{(2)} [u_1^2 + u_c^2 + (E_{\text{CM}} - u^{(2)})^2 + 2u_1 u_c + 2u_1 (E_{\text{CM}} - u^{(2)}) + 2u_c (E_{\text{CM}} - u^{(2)})]$$

$$i_K = S^{(2)} 2u_1 u_c = 2S^{(2)} U_m U_{mc} \cos \omega_0 t \cos \Omega t = S^{(2)} U_m U_{mc} \cos(\omega_0 + \Omega)t +$$

$$+ S^{(2)} U_m U_{mc} \cos(\omega_0 - \Omega)t.$$

(2.4)

Весь спектр тока i показан на рисунок 2.3. Для выделения из спектра тока полезных компонентов сигнала (ω_0 , $\omega_0 \pm \Omega$) необходимо применить полосовой фильтр с центральной частотой ω_0 и полосой пропускания не уже 2Ω .

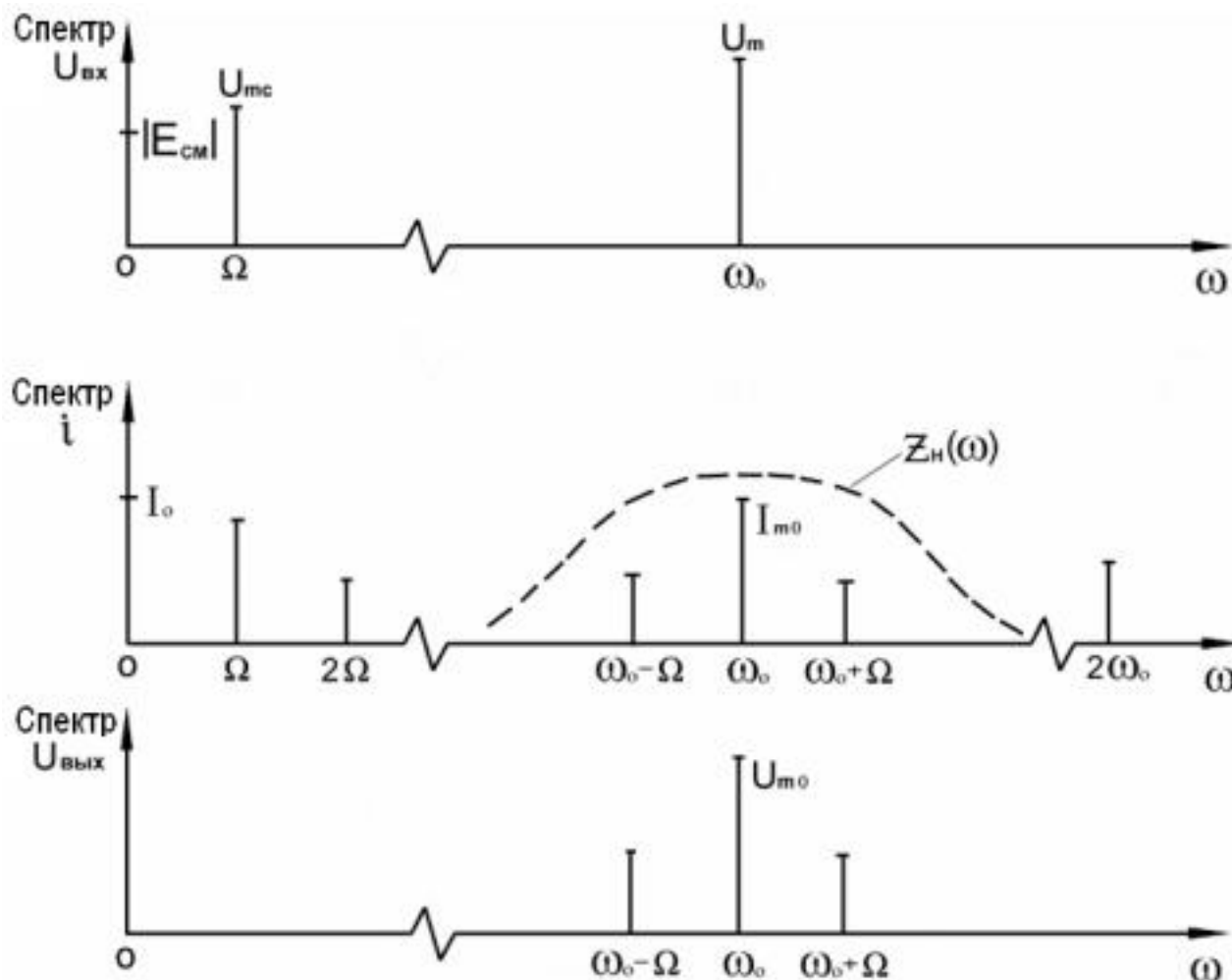


Рисунок 2.3 - Спектры амплитудно-модулированного сигнала

В простейшем варианте таким полосовым фильтром может быть параллельный контур с невысокой добротностью. (При высокой добротности контура в спектре выходного напряжения будут подавлены боковые частоты).

Для нахождения оптимального режима работы модулятора следует получить (расчетным или экспериментальным путем) статическую модуляционную характеристику (СМХ) $I_{m1} = \varphi(E_{см})$ при $U_{m\omega} = \text{const}$. Эта характеристика показывает возможности модулятора в изменении амплитуды сигнала.

Строятся несколько таких характеристик для разных амплитуд колебаний несущей частоты ($U_{m\omega}$) и из них выбирается та, которая имеет наибольший по протяженности линейный участок. Требование линейности СМХ вытекает из определения АМ. Тангенс угла наклона линейного участка

СМХ (угла α на рисунок 2.4) является коэффициентом пропорциональности K_{AM} . С помощью СМХ можно определить оптимальный режим амплитудного модулятора и его параметры:

- выбор оптимальной амплитуды сигнала несущей частоты $U_{m\omega}$ (по максимальной протяженности линейного участка СМХ);
- границы линейного участка СМХ (средняя точка линейного участка соответствует оптимальному напряжению смещения и амплитуде несущего колебания (по вертикальной оси));
- максимальная амплитуда модулирующего сигнала $U_{m\Omega \max}$ - половина проекции линейного участка СМХ на горизонтальную ось графика;
- максимальная девиация амплитуды $\Delta I_{m \max}$ - половина проекции линейного участка СМХ на вертикальную ось;

- максимально достижимая глубина модуляции $m_{\max} = \frac{\Delta I_{m \max}}{I_{m0}}$.

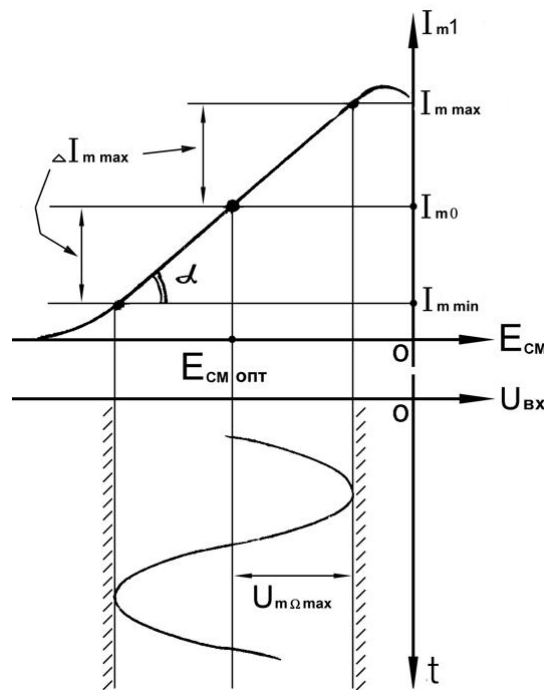


Рисунок 2.4 - Статическая модуляционная характеристика

Разновидности амплитудной модуляции.

В спектре тональной АМ присутствуют две боковые частоты, являющиеся комбинационными колебаниями второго порядка $\omega_0 \pm \Omega$ и несущая $U_{m\omega}$ на частоте ω . Информация о модулирующем сигнале $u(t)$ содержится в боковых составляющих спектра, причем их амплитуды пропорциональны амплитуде модулирующего сигнала U_{mc} , а расстояние по оси частот от несущей ω_0 – содержит информацию о частоте модулирующего сигнала Ω . Амплитуда несущего колебания $U_{m\omega}$ не зависит от модулирующего сигнала и в этом смысле несущее колебание, вопреки

своему названию, никакой информации не несет (кроме того факта, что передатчик работает).

Даже при максимальной амплитуде модулирующего сигнала ($m=1$) амплитуда несущей U_{mo} в 2 раза превышает амплитуду каждой из боковых $\left(\frac{U_{mo}}{2}\right)$. При малых значениях модулирующего сигнала ($m \rightarrow 0$) это

соотношение значительно возрастает. Следовательно, на полезную часть спектра АМ сигнала приходится малая часть мощности передатчика, а подавляющая часть ее расходуется бесполезно – на создание гармонического колебания на частоте ω_0 . Поэтому возникло предложение удалить несущую из спектра АМ сигнала, что дает значительный экономический эффект либо позволит увеличить дальность связи, так как теперь вся мощность передатчика будет расходоваться на создание колебаний боковых частот. Такую разновидность АМ называют балансной (БАМ). Сигнал с балансной АМ можно получить путем перемножения несущей $u_n(t) = U_m \cos \omega_0 t$ и модулирующего сигнала $u_c(t) = U_{mc} \cos \Omega t$. На выходе перемножителя получим:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= K u_n(t) u_c(t) = K U_m \cos \omega_0 t U_{mc} \cos \Omega t = \\ &= \frac{K U_m U_{mc}}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{K U_m U_{mc}}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t = u_{\text{БМ}}(t). \end{aligned} \quad (2.4)$$

При этом никаких фильтров не требуется.

Такую операцию можно выполнить на аналоговых перемножителях сигналов или на симметричных (балансных) схемах, которые и дали название этой разновидности АМ. Дальнейшим «усовершенствованием» БМ является отказ от одной из боковых полос (для тональной модуляции – одной из боковых составляющих), так как каждая из них содержит одинаковую информацию о модулирующем сигнале. Так возникла еще одна разновидность АМ – однополосная модуляция (ОБП – одна боковая полоса или SSB – Single Side Band). Судя по спектру сигнала с ОБП, последний может быть получен путем переноса спектра модулирующего низкочастотного сигнала вверх по оси частот на частоту ω_0 (подобно процессу преобразования частоты).

Существенным достоинством ОБП по сравнению с БМ является вдвое меньшая полоса, занимаемая спектром сигнала, а общим недостатком БМ и ОБМ являются трудности при детектировании этих сигналов, вызванные отсутствием несущей.

Существует еще одна разновидность АМ – полярная модуляция (ПМ). Дело в том, что верхняя и нижняя огибающие обычного АМ сигнала симметричны относительно оси времени (следовательно несут одинаковую информацию о модулирующем сигнале) а при детектировании обычно используется только одна из огибающих. Возникла идея использовать другую огибающую для передачи второго модулирующего сигнала на одной несущей. Практически эта идея реализована в отечественной системе

стереофонического вещания в УКВ диапазоне. Рассмотрим простейший случай, когда по двум каналам передаются гармонические сигналы разных частот:

$$u_{\wedge}(t) = U_{m\wedge} \cos \Omega_{\wedge} t \quad u_{\Pi}(t) = U_{m\Pi} \cos \Omega_{\Pi} t$$

Сигнал с полярной модуляцией:

$$u_{\Pi m}(t) = (u_{\wedge} + u_{\Pi}) + [U_{m\text{ПОД}} + (u_{\wedge} - u_{\Pi})] \cos \omega_{\text{ПОД}} t \quad (2.5)$$

где $U_{m\text{ПОД}}$ и $\omega_{m\text{ПОД}}$ - соответственно амплитуда и частота так называемого поднесущего колебания; индексы « \wedge » и « Π » относятся к левому и правому каналам. Таким образом, ПМ сигнал состоит из суммарного низкочастотного сигнала $u_{\wedge} + u_{\Pi}$ (монофонический сигнал, не содержащий информации о пространственном расположении источников звука) и сигнала поднесущей частоты, промодулированного по амплитуде разностным сигналом $(u_{\wedge} - u_{\Pi})$, в котором содержится информация о пространственном расположении источников звука. Определим огибающие ПМ сигнала из (2.5):

- верхняя огибающая $u_{\text{ВО}}$ (при $\cos \omega_{\text{ПОД}} t = 1$):

$$u_{\text{ВО}} = u_{\wedge} + u_{\Pi} + U_{m\text{ПОД}} + u_{\wedge} - u_{\Pi} = U_{m\text{ПОД}} + 2u_{\wedge};$$

- нижняя огибающая $u_{\text{НО}}$ (при $\cos \omega_{\text{ПОД}} t = -1$):

$$u_{\text{НО}} = u_{\wedge} + u_{\Pi} - U_{m\text{ПОД}} - u_{\wedge} + u_{\Pi} = -U_{m\text{ПОД}} + 2u_{\Pi}.$$

Отсюда видно, что верхняя огибающая содержит информацию о сигналах только левого канала, а нижняя - только правого канала. Здесь надо отметить, что ПМ сигнал не является модулированным (в точном значении этого понятия), так в его спектре кроме модулированного по амплитуде сигнала поднесущей есть ещё и исходный низкочастотный сигнал $(u_{\wedge} + u_{\Pi})$. Напомним, что модулированные сигналы являются высокочастотными, то есть для них выполняется условие:

$$\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}} \ll \omega_{\text{min}} \quad (2.6)$$

Для большей наглядности приведем спектр рассматриваемого ПМ сигнала (рисунок 2.5), из которого видно, что условие (2.6) для этого сигнала не выполняется. Поэтому для передачи ПМ сигнала по радиоканалу необходима дополнительная модуляция (обычно ЧМ) на более высокой несущей частоте $\omega_0 \gg \omega_{\text{ПОД}}$.

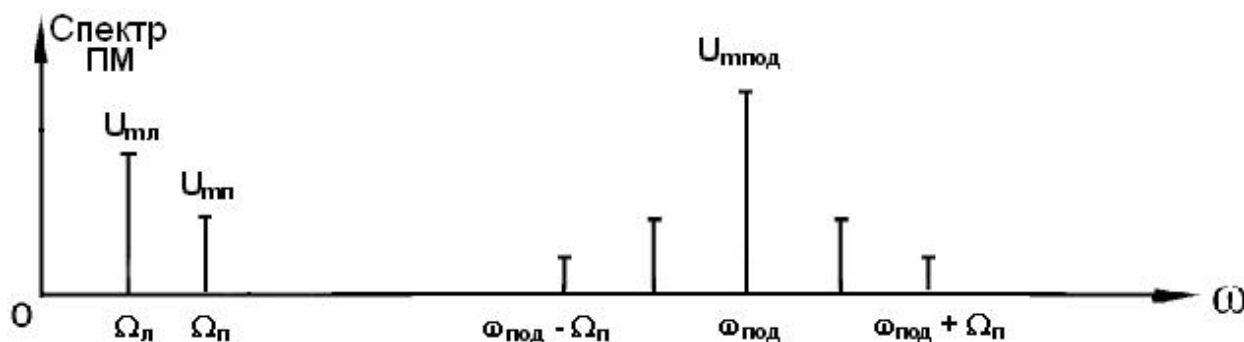


Рисунок 2.5 - Спектр простейшего полярно-модулированного сигнала

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ. Принципиальная схема исследуемой цепи приведена на рисунке 2.6. С помощью переключателя "R,LC" выбирается колебательный контур, а для снижения его добротности сопротивление $R_{ш}$ должно быть включено. В качестве источника несущего колебания используется встроенный генератор звуковой частоты, подключаемый ко входу 1. Источник низкочастотного модулирующего колебания с частотой 1кГц должен быть подключен ко входу 2 сумматора.

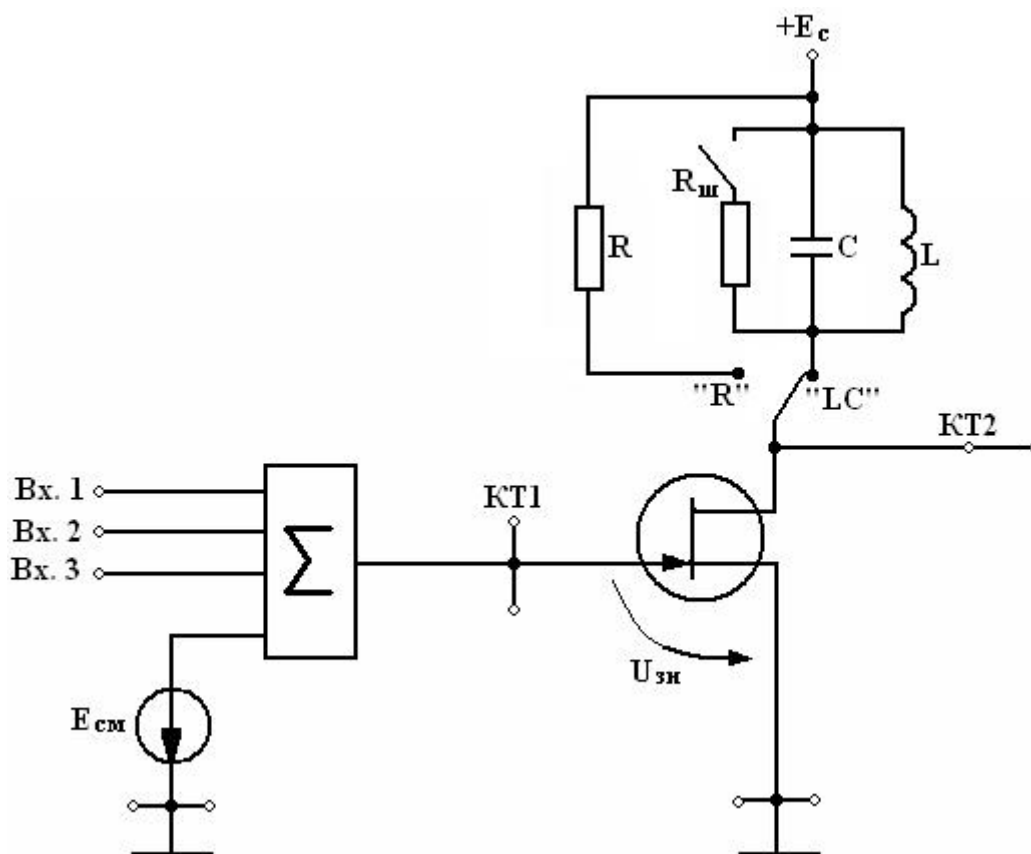


Рисунок 2.6 - Принципиальная схема исследуемой цепи

В качестве измерительных приборов используются вольтметр, осциллограф и ПК в режиме анализатора спектра. Наблюдение процессов на затворе и стоке полевого транзистора осуществляется на гнездах КТ 1 и КТ 2 соответственно.

Домашнее задание

1 Изучите по конспекту лекций и литературе основные вопросы темы "Амплитудная модуляция": [1] с. 113÷134; [2]с. 73÷81; [4]с. 88÷96; [5]с. 88÷96, 281÷286.

2 Оформите заготовку отчета.

Лабораторное задание

1 Получите статическую модуляционную характеристику устройства.

2 Определите величины напряжений, необходимых для получения колебаний с наибольшей глубиной модуляции без заметных искажений.

3 Исследуйте форму и спектр колебаний в оптимальном режиме, а также при различных отклонениях от этого режима.

Методические указания

1 Настройка в резонанс предшествует всей работе. Она осуществляется при подаче на один из входов сумматора напряжения около 0,5 В от встроенного звукового генератора (12...16 кГц). Достижение резонанса фиксируется либо по максимальному отклонению стрелки микроамперметра стенда (встроенный индикатор резонанса) либо по максимуму выходного напряжения на гнездах КТ2. Точное значение резонансной частоты f_0 вносится в таблицу 2.1.

Таблица 2.1

$f_0 = \dots$ кГц	$U_w = \dots$ В;	$U_\Omega = 0$
E_{CM} , В		
$U_{ВЫХ}$, В		
I_{C1} , мА		

2 Статические модуляционные характеристики $I_{C1} = \gamma(E_{CM})$ снимаются на резонансной частоте контура при отсутствии модулирующего сигнала ($U_\Omega = 0$) для двух значений высокочастотного напряжения на выходе сумматора: $U_w = 0,5$ В; $U_w = 1,0$ В. Изменяя напряжение смещения с шагом 0,5В, измеряют выходное напряжение в КТ 2. Данные эксперимента в обоих случаях вносятся в две таблицы, аналогичные приведенной выше. Первая гармоника тока стока рассчитывается по формуле:

$$I_{C1} = U_{ВЫХ} / R_{Э0},$$

где $R_{Э0} = 1$ кОм - сопротивление контура на резонансной частоте.

3 По таблицам на одном графике строятся обе зависимости $I_{C1} = \gamma_1(E_{CM})$ при $U_w = 0,5$ В и $I_{C1} = \gamma_2(E_{CM})$ при $U_w = 1,0$ В.

4 Оптимальный режим модулятора находится в два этапа. На первом этапе выбирается статическая модуляционная характеристике с наиболее протяженным линейным участком, на втором – определяется положение

рабочей точки на этой характеристике. По этой же характеристике определяется максимальная амплитуда низкочастотного модулирующего напряжения $U_{m\Omega MAX}$ так, чтобы модуляция осуществлялась без заметных искажений.

4.1 Соединить гнездо "1кГц" блока ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ со входом сумматора и ручкой регулятора выхода установить найденное значение $U_{m\Omega MAX}$, помня, что вольтметры переменного напряжения показывают действующее значение $U_{\Omega MAX} = U_{m\Omega MAX} / \sqrt{2}$.

4.2 Установить смещение E_{CM} ОПТ, соответствующее середине линейного участка кривой $I_C = \gamma(E_{CM})$. Установить на входе 1 сумматора выбранное значение U_{ω} (0,5 В или 1 В). Найденные величины заносятся в таблицу 2.2.

Таблица 2.2.

f_0 , кГц	E_{CM} ОПТ, В	U_{ω} , В	$U_{\Omega MAX}$, В	R_{III}
				ВКЛ

ВНИМАНИЕ!

В данном (оптимальном) режиме модулятор будет использован снова в следующей лабораторной работе как источник амплитудно-модулированных сигналов. Поэтому необходимо четко зафиксировать условия эксперимента и схему соединений.

Временные диаграммы и спектры на входах и выходе модулятора снимаются для оптимального режима в следующем порядке (масштаб по оси времени сохраняется неизменным):

- входной сигнал низкой частоты (гнездо 2);
- входной сигнал несущей частоты (гнездо 1);
- суммарный входной сигнал (гнездо КТ1);
- выходное напряжение (гнездо КТ2);
- форма тока стока $i_C(t)$ (гнездо КТ2, кнопка "R" нажата);
- выходное напряжение при высокой добротности контура (гнездо КТ2 при нажатой кнопке "LC" и отжатой " R_{III} ").

Одновременно с осциллограммами зарисовываются спектры всех перечисленных сигналов с сохранением масштаба по оси частоты. По полученным осциллограммам определяется и фиксируется в таблице 2.3. глубина модуляции m .

Таблица 2.3.

R_{III}	Глубина модуляции, m	
	по спектру	по временной диаграмме
ВКЛ.		
ВЫКЛ.		

5 Диаграммы искаженных колебаний на выходе вне оптимального

режима наблюдаются и зарисовываются при правильно выбранной нагрузке: включено "LC" и "R_{III}", но при напряжениях, отличных от найденных в п. 3:

$$5.1 E_{CM} = E_{CM \text{ ОПТ}} + 1B;$$

$$5.2 E_{CM} = E_{CM \text{ ОПТ}} - 1B;$$

$$5.3 E_{CM} = E_{CM \text{ ОПТ}}, \text{ но } U_{\Omega} \cong 2 U_{\Omega \text{ МАХ}}.$$

6 Модуляция сложным сигналом производится при действии двух низкочастотных сигналов (1кГц и 2кГц), подаваемых из блока "ИСТОЧНИКИ" на входы 2 и 3 сумматора макета. Для сохранения оптимального режима модулятора каждый из подаваемых сигналов должен соответствовать половине $U_{\Omega \text{ МАХ}}$. Зарисовать осциллограммы и спектры на входе модулятора (гнездо КТ 1), для чего следует отключить источник "несущей" от входа 1, а также на выходе (гнездо КТ 2 при восстановлении сигнала на входе 1).

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Принципиальную схему исследования.
- 2 Сток-затворную характеристику полевого транзистора для Вашего стенда.
- 3 Таблицы экспериментальных данных.
- 4 График $\gamma_1(E_{CM})$ и $\gamma_2(E_{CM})$, а также осциллограммы и спектры исследованных процессов.

Контрольные вопросы

- 1 Что такое амплитудная модуляция? Запишите аналитическое выражение АМ сигнала.
- 2 Какая форма ВАХ нелинейного элемента является наилучшей для получения АМ сигналов?
- 3 Что такое глубина модуляции?
- 4 Как измерить глубину модуляции по временной диаграмме АМ сигнала или по спектру?
- 5 Как связаны между собой ширина спектра модулирующего и ширина спектра модулированного сигнала при АМ?
- 6 Как распределяется мощность между составляющими АМ сигнала?
- 7 Какова роль нагрузки амплитудного модулятора?
- 8 Что такое статическая модуляционная характеристика? Как по статической модуляционной характеристике выбрать режим работы модулятора?
- 9 Как по статической модуляционной характеристике определить максимальную девиацию амплитуды? Максимальную глубину модуляции?
- 10 Изобразите векторные диаграммы для сигналов обычной АМ, балансной АМ, однополосной АМ.

11 Дайте определение балансной модуляции (БМ). Изобразите временную и спектральную диаграммы БМ сигнала с тональной модуляцией.

Лабораторная работа № 3 "Исследование детектора АМ сигналов"

Цель работы: исследование работы и характеристик диодного детектора.

Краткие сведения из теории

Операция амплитудного детектирования прямо противоположна амплитудной модуляции и заключается в выделении низкочастотного информационного сигнала из АМ-колебания.

Рассмотрим принцип детектирования АМ сигналов в нелинейной цепи. Пусть нелинейный элемент обладает квадратичной ВАХ. Такая аппроксимация годится для любого нелинейного элемента при малых амплитудах входных сигналов. Пользуясь выводами, полученными при рассмотрении метода кратных дуг для бигармонического воздействия на нелинейный элемент, оценим спектральный состав тока при воздействии тонального АМ сигнала, спектр напряжения которого состоит из трех гармонических сигналов - $\omega_0 - \Omega, \omega, \omega_0 + \Omega$. Очевидно, что спектр тока (рисунок 3.1) будет состоять из первых и вторых гармоник всех трех сигналов, а также комбинационных колебаний второго порядка между парами этих сигналов:

$$\begin{aligned} &(\omega_0 + \Omega) \pm \omega_0; \\ &\omega_0 \pm (\omega_0 + \Omega); \\ &(\omega_0 - \Omega) \pm (\omega_0 + \Omega). \end{aligned}$$

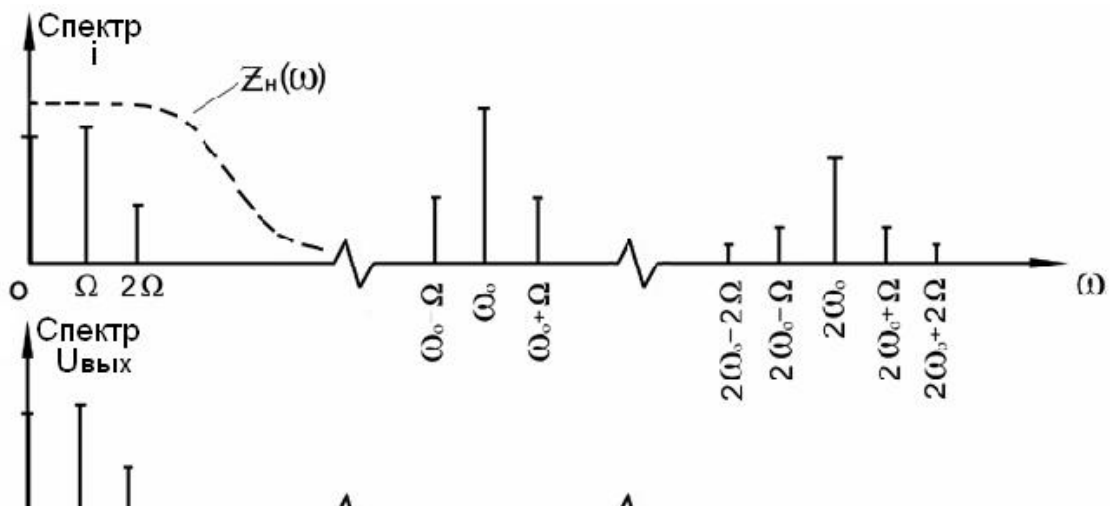


Рисунок 3.1- Спектральный состав тока и выходного напряжения детектора АМ при нормированных сигналах

(Произвести точный расчет такого спектра можно, например, для схемы коллекторного детектора). Из приведенного спектра видно, что полезная составляющая тока детектора с частотой Ω является комбинационной разностной частотой между несущей и одной из боковых:

$$\begin{aligned} \omega_0 - (\omega_0 - \Omega) &= \Omega; \\ (\omega_0 + \Omega) - \omega_0 &= \Omega; \end{aligned}$$

Разностная частота между боковыми дает вторую гармонику полезного сигнала, $(\omega_0 + \Omega) - (\omega_0 - \Omega) = 2\Omega$, которая является помехой, создающей нелинейные искажения полученного сигнала.

Для выделения из всего спектра тока низкочастотных сигналов, в качестве нагрузки нелинейного элемента применяют ФНЧ, а в простейшем случае - параллельное соединение R_H и C_H , сопротивление которых $z_H(\omega)$ велико на низких частотах и очень мало на частотах вблизи несущей ω_0 . Избавиться от второй гармоники 2Ω с помощью фильтра невозможно (кроме частных случаев), т.к. спектр модулирующего сигнала достаточно широк и рассматриваемый сигнал с частотой Ω и его гармоники могут оказаться в пределах полосы пропускания ФНЧ. Появление второй гармоники при детектировании связано с работой на квадратичном участке ВАХ и практически всегда существует при малых амплитудах входных сигналов.

Для больших сигналов на входе детектора ВАХ нелинейного элемента может быть аппроксимирована кусочно-линейной функцией, причем напряжение отсечки $u_0^{(1)}$ для диода обычно считают нулевым:

$$i = \begin{cases} su & u \geq 0 \\ 0 & u < 0 \end{cases} \quad \text{при}$$

В практических схемах детекторов с этой целью часто вводят смещение, компенсирующее напряжение отсечки.

Пусть на входе диодного детектора (рисунок 3.2) действует АМ сигнал $u_{вх} = U_m(t) \cos \omega_0 t$. Напомним, что $U_m(t)$ является медленно меняющейся функцией времени (по сравнению с быстрым изменением текущей фазы $\omega_0 t$).

За один период высокочастотного колебания $T_{вч} = \frac{2\pi}{\omega_0}$ амплитуда (огibaющая) АМ сигнала не успевает заметно измениться (при выполнении условия $\Omega \ll \omega_0$). Это позволяет считать форму АМ сигнала за один период

$T_{вч}$ - гармонической (точнее - квазигармонической) и при выводе расчетных соотношений пользоваться методом угла отсечки. Напряжение на выходе цепи:

$$u_{\text{вых}} = U_{H0} + u_{\approx} \quad \text{состоит из медленно меняющегося } U_{H0} \text{ и быстро меняющегося второго сигнала } u_{\approx},$$

(будем считать его постоянным за время $T_{вч}$) и быстро меняющегося второго сигнала u_{\approx} , которое описывает переходной процесс перезаряда конденсатора C_H . При правильно выбранной емкости C_H $u_{\approx} \ll U_{H0}$, поэтому величиной u_{\approx} для количественных расчетов можно пренебречь, т.е. $u_{\text{вых}} = U_{H0}(t)$.

К диоду детектора (рисунок 3.2) приложена разность напряжений между входом и выходом:

$$u = U_m(t) \cos \omega_0 t - U_{H0}(t); \quad (3.1)$$

$$\text{При } \omega_0 t = \theta: \quad 0 = U_m(t) \cos \theta - U_{H0}(t),$$

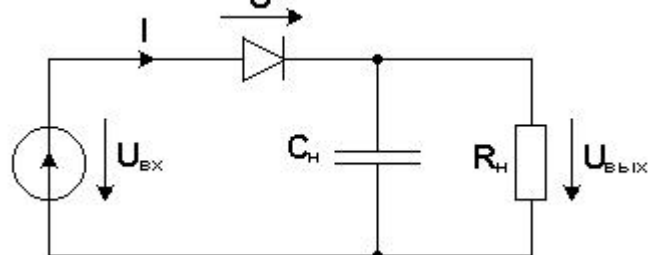
$$\frac{U_{H0}(t)}{U_m(t)} = \cos \theta. \quad (3.2)$$


Рисунок 3.2 - Схема диодного детектора

$$\text{При } \omega_0 t = 0:$$

$$u_{\text{max}} = U_m(t) - U_{H0}(t) = U_m(t) [1 - \cos \theta]. \quad (3.3)$$

Вычислим постоянную составляющую тока:

$$I_0 = \alpha_0(\theta) i_{\text{max}} = \alpha_0(\theta) \frac{u_{\text{max}}}{R_i} = U_m(t) [1 - \cos \theta] \alpha_0(\theta) \frac{1}{R_i};$$

Выходное напряжение детектора:

$$U_{H0}(t) = I_0 R_H = U_m(t) [1 - \cos \theta] \alpha_0(\theta) \frac{R_H}{R_i};$$

Разделим обе части уравнения на $U_m(t)$, получаем:

$$\cos \theta = (1 - \cos \theta) \alpha_0(\theta) \frac{R_H}{R_i}; \text{ или } \frac{R_H}{R_i} = \frac{\cos \theta}{\alpha_0(\theta)(1 - \cos \theta)};$$

Из последнего выражения следует, что угол отсечки θ является сложной

функцией отношения сопротивлений $\theta = \left(\frac{R_H}{R_i} \right)$, причем нет никакой

зависимости угла отсечки от амплитуды сигнала $U_m(t)$. Следовательно, при выбранных параметрах схемы детектора R_H и $R_i = \frac{1}{S}$ угол отсечки $\theta = \text{const}$,

следовательно и $\cos \theta = \text{const}$. Из выражения (3.2) имеем:

$$U_{\text{н0}}(t) = U_m(t) \cos \theta \quad (3.4)$$

Из последнего выражения следует, что выходное напряжение детектора с точностью до постоянного коэффициента ($\cos \theta = \text{const}$) повторяет огибающую входного сигнала $U_m(t)$. Следовательно, в рассмотренном случае (для больших сигналов) детектирование происходит без искажений.

Чтобы ответить на вопрос, где находится граница слабых и сильных сигналов, следует снять (или рассчитать) так называемую характеристику детектирования $I_0 = \varphi(U_m)$ при $m=0$ (рисунок 3.3).

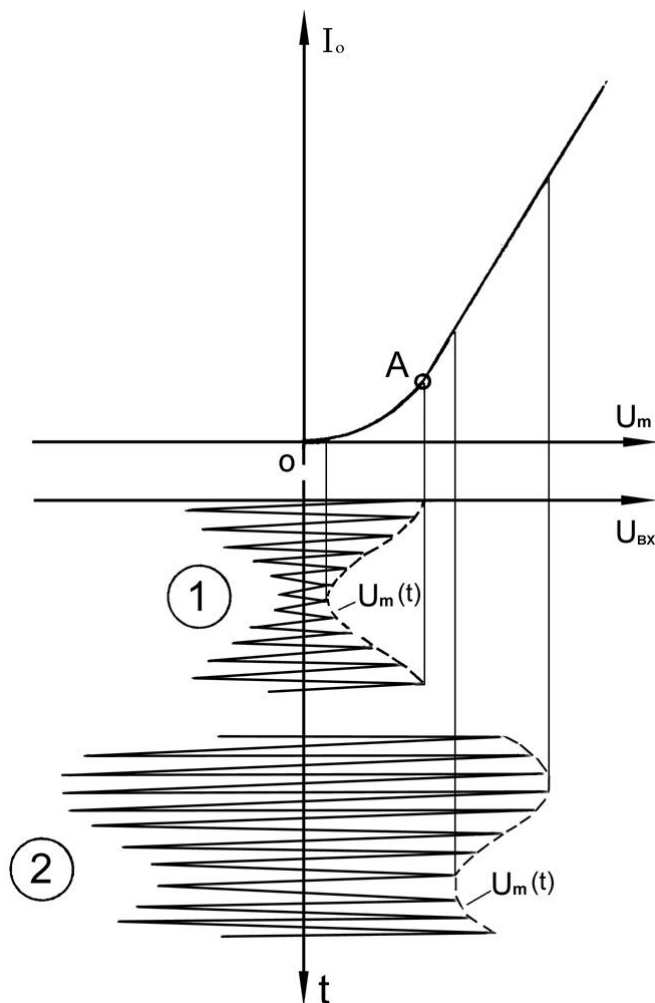


Рисунок 3.3 - Характеристика детектирования

Работа АМ детектора в режиме малых (1) и больших (2) сигналов.

Эта характеристика по смыслу обратна статистической модуляционной характеристике амплитудного модулятора: она показывает, как меняется ток I_0 (а следовательно и $U_{\text{н0}}(t) = IR_{\text{н0}}$) при изменении амплитуды входного сигнала. Напомним, что полезная информация в АМ сигнале заключена в его огибающей. Если последняя приходится на линейный участок характеристики детектирования, то искажения при детектировании отсутствуют. При малых сигналах (участок левее точки А на рисунке 3.3) нет

пропорциональности I_0 амплитуде входного сигнала, следовательно выходное напряжение детектора не соответствует огибающей входного сигнала, т.е. при малых сигналах детектирование сопровождается искажениями. Граница линейного участка (точка А) характеристики детектирования соответствует границе слабых и сильных сигналов. Рассмотренная характеристика детектирования позволяет определять условия, при которых искажения отсутствуют - выбрать амплитуду несущей на входе детектора и максимально допустимую глубину модуляции m_{\max} .

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ. Схема исследуемой цепи приведена на рисунке 3.4. Переключатель "СН" дает возможность изменять в широких пределах постоянную времени RC - цепи (нагрузка диода). Изображенный на схеме микроамперметр находится в правой части приборной панели наверху стенда.

В качестве источника АМ сигнала с относительно низкой частотой несущего колебания ($f_{H1}=13...15\text{кГц}$) используется модулятор, изученный в предыдущей лабораторной работе и настроенный в соответствии с экспериментальными данными оптимального режима. Выход амплитудного модулятора (гнездо КТ 3) является входом детектора.

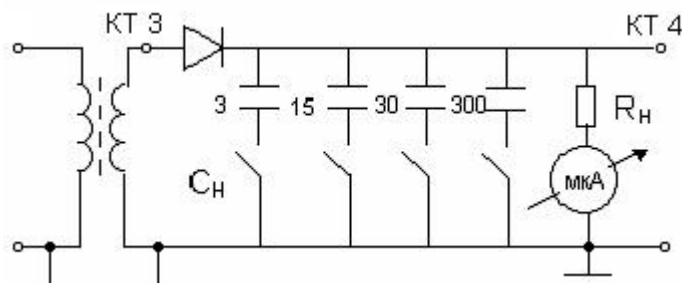


Рисунок 3.4 - Принципиальная схема амплитудного детектора

В качестве источника АМ сигнала с повышенной частотой несущего колебания используется генератор, расположенный на блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ ($f_{H2}=110\text{ кГц}$). При использовании этого генератора он также присоединяется ко входу детектора (гнездо КТ 3), но при этом нагрузкой в модуляторе следует выбрать "R". (Кнопка включения резистора "R" одновременно отключает емкость контура (на схеме макета это не показано) для того, чтобы исключить шунтирующее действие расстроенного низкочастотного контура ($\approx 15\text{ кГц}$) на генератор высокочастотного сигнала (110 кГц).

Измерительные приборы подключаются к входу детектора или к выходу (гнездо КТ 4). Используются вольтметр, осциллограф и анализатор

спектра (ПК).

Домашнее задание

1 Изучите по конспекту лекций и литературе основные вопросы темы "Детектирование АМ колебаний": [1] с.134÷148; [2] с.90÷106; [4] с.88÷96; [5] с. 286÷290;

2 Оформите заготовку отчета.

Лабораторное задание

1 Наблюдайте временные диаграммы и спектры в процессе детектирования колебаний с разными постоянными времени нагрузки детектора.

2 Изучите характеристику детектирования при малых и при больших амплитудах входного сигнала.

Методические указания

1 Временные диаграммы и спектры при детектировании наблюдаются при подаче АМ колебаний с пониженной частотой несущего колебания. Для этого собрать схему модулятора и установить оптимальный режим по данным предыдущей лабораторной работы. Друг под другом с сохранением масштаба зарисовываются осциллограммы и спектры:

- модулированного колебания на входе детектора (гнездо КТ3);
- напряжения на выходе детектора при всех значениях емкости нагрузки C_H (0, 3, 15, 30, 300 нФ).

2 Задания п. 1 повторяются (без анализа спектров) при действии АМ колебаний с повышенной частотой несущего колебания (110 кГц). Для этого к гнездам КТ 3 присоединяется внутренний источник АМ колебаний; амплитуда несущей выбирается равной 1В при $m=0,6...0,8$. Переключатель " C_H " установить вначале в положение "0". Переключатель R или LC (нагрузка полевого транзистора) - в положение "R".

3 Детектирование АМ сигналов с глубиной модуляции $m>1$. Сохраняя схему измерений пункта 2, увеличить до максимума глубину модуляции (ручку «m» - в крайнее правое положение).

4 Зарисовать осциллограммы на входе и выходе детектора при $C_H=3$ нФ.

5 Характеристика детектирования $I_0(U_\omega)$ снимается при действии немодулированных колебаний, получаемых от встроенного генератора с частотой $f_{H1}(m=0)$. Переключатель C_H – в положение 15 нФ. Ток детектирования измеряется внутренним микроамперметром – при изменении

U_{ω} в пределах до 1 В. Данные измерений заносятся в таблицу 3.1, при этом особое внимание надо обратить на выявление общего вида характеристики и, в частности, ее начального участка (определить U_{ω} при одном, двух и трех делениях шкалы микроамперметра).

Таблица 3.1

$f_H =$	кГц	$m = 0$	$C_H = 15\text{нФ}$
$U_{\omega}, \text{В}$			
$I_0, \text{мкА}$			

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Принципиальную схему исследования.
- 2 Таблицы экспериментальных данных.
- 3 График характеристики детектирования, а также осциллограммы и спектры исследованных процессов.

Контрольные вопросы

- 1 Что такое детектирование? Поясните процесс детектирования АМ сигнала, пользуясь временными и спектральными представлениями.
- 2 Изобразите схему коллекторного детектора на транзисторе.
- 3 Какова характеристика детектирования диодного детектора при подаче слабых сигналов?
- 4 Каковы условия линейного детектирования в схеме диодного детектора?
- 5 Изобразите схему диодного детектора. Поясните работу диодного детектора соответствующими временными диаграммами.
- 6 С каким углом отсечки работает диод в схеме диодного детектора? От чего зависит величина этого угла?
- 7 Из каких условий выбирается постоянная времени нагрузки при детектировании АМ сигналов?
- 8 Можно ли детектировать диодным детектором:
 - АМ колебания при $m > 1$;
 - АМ колебания с подавленной несущей;
 - колебания с однополосной модуляцией?
- 9 Что такое синхронный детектор и в каких случаях он может быть использован?
- 10 Как детектировать колебания с полярной модуляцией?
- 11 Чем отличается диодный детектор от выпрямителя?
- 12 Как экспериментально получить форму тока, протекающего через диод в схеме детектора АМ колебаний?

Лабораторная работа № 4 " Исследование частотной модуляции"

Цель работы: исследование принципа действия частотного модулятора. Получение характеристик частотного модулятора при воздействии на его вход моногармонического сигнала. Исследование формы и спектра сигналов с частотной модуляцией

Краткие сведения из теории

В данной работе исследуются модулированные радиосигналы, которые получаются за счет того, что в несущем гармоническом колебании передаваемое сообщение $U_c(t)$ изменяет либо частоту, либо начальную фазу; амплитуда высокочастотного модулированного колебания остается неизменной. Поскольку аргумент гармонического колебания определяет текущее значение фазового угла, то такие сигналы получили название сигналов с угловой модуляцией.

Напомним, что для описания модулированных колебаний с угловой модуляцией удобно использовать квазигармоническую форму:

$$i(t) = I_m(t) \cos \Phi(t), \quad (4.1)$$

$$\text{где } \Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi(t) + \varphi_0 - \text{полная фаза;} \quad (4.2)$$

$\omega_0 t$ - текущая фаза;

$\Delta\varphi(t)$

- девиация (отклонение) фазы;

φ_0 - начальная фаза.

При угловой модуляции огибающая $I_m(t)$ не изменяется: $I_m(t) = I_{m0} = \text{const}$, а изменению подвергается либо девиация фазы, либо её производная.

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

$$\Delta\varphi(t) = K_{\text{ФМ}} u_c(t) \quad (4.3)$$

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

Для частного случая – тональной ФМ, когда в качестве модулирующего сигнала используется гармонический сигнал низкой частоты

$$(\Omega \ll \omega_0): \quad u_c(t) = U_{mc} \cos \Omega t$$

При этом девиация фазы согласно (9.3):

$$\Delta\varphi(t) = K_{\phi M} U_{mc} \cos \Omega t = M_{\phi M} \cos \Omega t \quad (4.4)$$

где $M_{\phi M} = K_{\phi M} U_{mc} = \Delta\varphi_{MAX}$ - индекс фазовой модуляции, имеющий смысл максимальной девиации фазы. Подставив (4.4) в (4.1), получим выражение для тональной ФМ:

$$i_{\phi M}(t) = I_{m0} \cos[\omega_0 t + M_{\phi M} \cos \Omega t] \quad (4.5)$$

(в этом выражении и далее будем полагать, что начальная фаза $\varphi_0 = 0$).

Частотная модуляция (ЧМ) – вид модуляции, при котором девиация частоты пропорциональна модулирующему сигналу

$$\Delta\omega(t) = K_{\omega M} u_c(t) \quad (4.6)$$

Здесь $K_{\omega M}$ - константа, характеризующая работу модулятора. Возьмем производную от полной фазы (4.2)

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

Здесь мгновенная частота сигнала $\omega(t)$ равна сумме несущей частоты и ω_0 девиации частоты $\Delta\omega(t)$, управляемой модулирующим сигналом.

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

Рассмотрим частный случай тональной ЧМ:

$$u_c(t) = U_{mc} \cos \Omega t, \quad \Delta\omega(t) = K_{\omega M} U_{mc} \cos \Omega t = \Delta\omega_{MAX} \cos \Omega t.$$

Для этого случая мгновенная частота определяется как:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{MAX} \cos \Omega t.$$

Интегрируя по τ , перейдем к полной фазе

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \int_0^t \omega_0 d\tau + \int_0^t \Delta\omega_{MAX} \cos \Omega \tau d\tau = \\ &= \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{MAX}}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_0 t + M_{\omega M} \sin \Omega t \end{aligned} \quad (4.7)$$

Здесь $M_{\omega M} = \frac{\Delta\omega_{MAX}}{\Omega}$ - индекс частотной модуляции. Подставляя (4.7)

$$\text{в (4.1), получим} \quad i_{\omega M}(t) = I_{m0} \cos\left[\omega_0 t + M_{\omega M} \sin \Omega t\right]. \quad (4.8)$$

Спектры ФМ и ЧМ сигналов.

Из сопоставления выражений для тональных ФМ и ЧМ следует, что они отличаются только начальной фазой, что дает возможность рассматривать их как одно общее колебание с угловой модуляцией

$$i_{\omega M}(t) = I_{m0} \cos[\omega_0 t + M \sin \Omega t]. \quad (4.9)$$

Представим это выражение в комплексной форме (аналитический

сигнал):

$$I_{YM}(t) = I_{m0} e^{j[\omega_0 t + M \sin \Omega t]} = I_{m0} e^{j\omega_0 t} \cdot e^{jM \sin \Omega t} ; \quad (4.10)$$

Здесь последний сомножитель является периодической функцией времени; разложим его в ряд Фурье

$$e^{jM \sin \Omega t} = \sum_{K=-\infty}^{\infty} J_K(M) e^{jK\Omega t} . \quad (4.11)$$

Коэффициентами разложения являются функции Бесселя первого рода K -го порядка от индекса модуляции (рисунок 4.1).

Подставив (4.11) в (4.10), получим

$$I_{YM}(t) = I_{m0} \sum_{K=-\infty}^{\infty} J_K(M) e^{j[\omega_0 + K\Omega]t} . \quad (4.12)$$

Взяв вещественную часть от (4.12), перейдем от комплексной записи к канонической форме квазигармонического колебания:

$$i_{YM}(t) = I_{m0} \sum_{K=-\infty}^{\infty} J_K(M) \cos(\omega_0 + K\Omega)t . \quad (4.13)$$

Из последнего выражения видно, что спектр амплитуд модулированного колебания состоит из бесконечного числа спектральных линий, расположенных на частотной оси с равномерным шагом Ω . Амплитуды спектральных линий определяются произведением амплитуды модулированного колебания I_{m0} на соответствующие значения функции Бесселя - $I_{m0} \cdot J_K(M)$. Но так как максимальное значение функции Бесселя равно единице (J_0 при $M=0$), то значения $J_K(M)$ могут рассматриваться как относительные амплитуды спектральных составляющих.

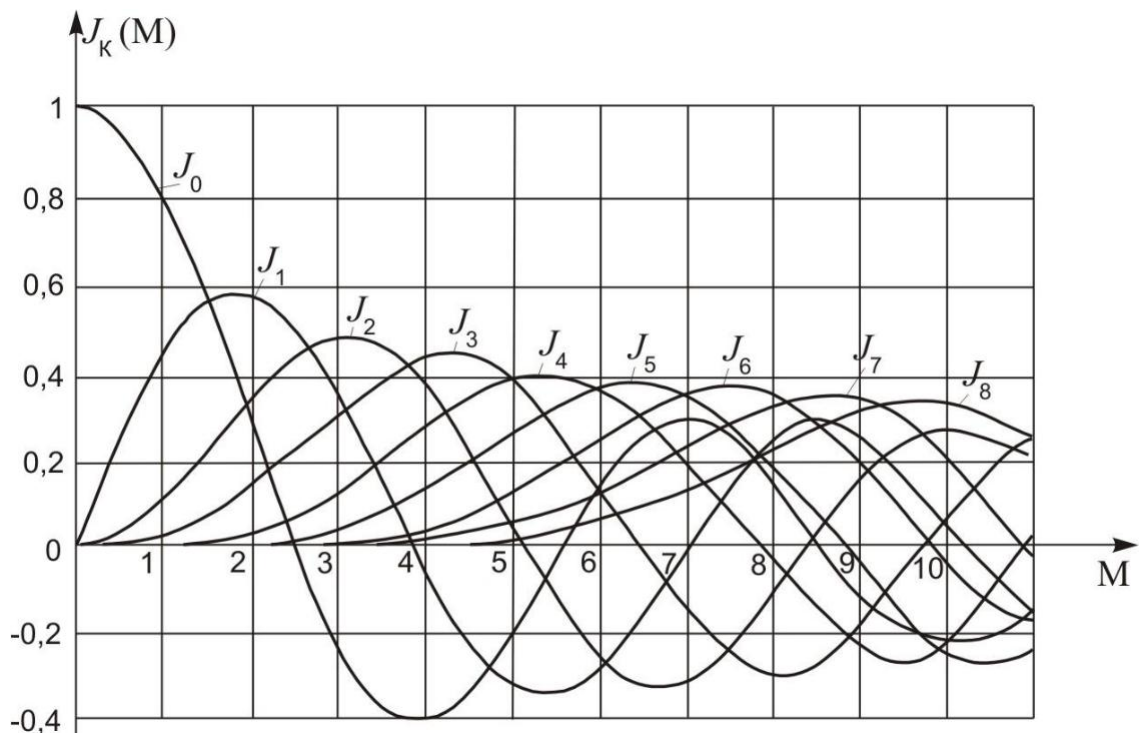


Рисунок 4.1 - Функция Бесселя для $M \geq 0$

Рассмотрим некоторые свойства бесселевых функций:

1) $J_{-K}(M) = J_K(M)$ для четных K ,

$J_{-K}(M) = -J_K(M)$ для нечетных K .

Отсюда следует симметрия спектра амплитуд относительно несущей частоты ω_0 (для которой $K=0$).

2) $J_K(-M) = J_K(M)$ для четных K ,

$J_K(-M) = -J_K(M)$ для нечетных K .

Следовательно спектр амплитуд не зависит от того, увеличивается или уменьшается индекс модуляции. Знак минус здесь, как и в свойстве 1, не учитывается в спектре амплитуд, но проявляется только в спектре фаз.

3) $J_{K+1}(K) > 0,1$,

$J_{K+2}(K) < 0,1$.

$$\sum_{K=-\infty}^{\infty} J_K(M) = 1$$

Используя первую строчку свойства 3, запишем это неравенство для предыдущего значения K :

$$J_K(K-1) > 0,1 \quad (4.14)$$

Если принять, что практическая ширина спектра сигнала с угловой модуляцией ограничена теми составляющими спектра, у которых относительная амплитуда более 0,1 (а следовательно, относительная мощность $>1\%$), то максимальный номер такой составляющей ($K_{Гр}$) может быть найден из выражения (4.14) при $K=K_{Гр}$.

$$J_{K_{Гр}}(K_{Гр}-1) > 0,1$$

Напомним, что аргументом функции Бесселя является индекс модуляции M , следовательно $K_{Гр}-1=M$, откуда

$$K_{Гр} = M+1 \quad (4.15)$$

В соответствии со свойством 3, составляющая спектра с номером $K_{Гр}+1$ будет иметь относительную амплитуду менее 0,1; то есть окажется за пределами практической ширины спектра.

Выражение (4.15) 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 4.1). 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. Как видно из рисунка 4.2, практическая ширина спектра $2\Delta\omega^*=2\Omega(M+1)$.

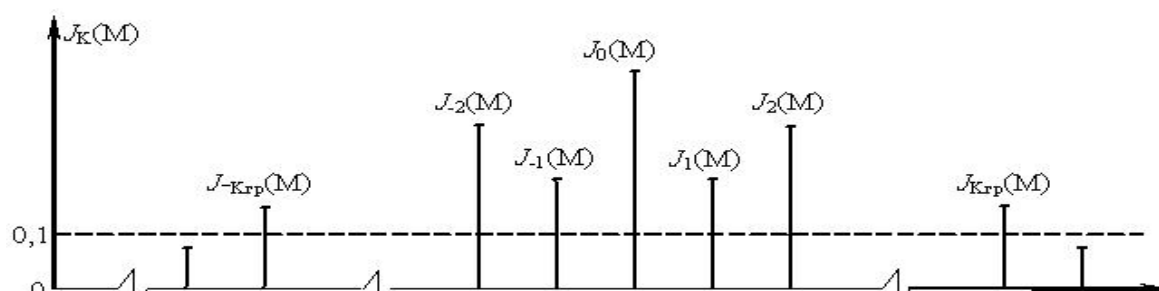


Рисунок 4.2 - К определению практической ширины спектра при угловой модуляции

(Здесь отложены относительные амплитуды $J_K(M)$; для построения амплитудного спектра все составляющие следует домножить на $I_{m0}=\text{const}$).

Для *фазовой модуляции* $M=M_{\text{ФМ}}$. Индекс фазовой модуляции $M_{\text{ФМ}}=\Delta\varphi_{\text{МАХ}}$ и зависит от амплитуды модулирующего сигнала $U_{\text{мс}}$. Поэтому практическая ширина спектра при ФМ

$$2\Delta\omega^*_{\text{ФМ}}=2\Omega(M_{\text{ФМ}}+1)$$

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

Для *частотной модуляции* $M = M_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega_{\text{МАХ}}}{\Omega}$, где $\Delta\omega_{\text{МАХ}}$

пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала $U_{\text{мс}}$,

$$2\Delta\omega^*_{\text{ЧМ}} = 2\Omega \left(\frac{\Delta\omega_{\text{МАХ}}}{\Omega} + 1 \right) = 2\Delta\omega_{\text{МАХ}} + 2\Omega$$

Но так как обычно $\Delta\omega_{\text{МАХ}} \gg \Omega$, то $2\Delta\omega^*_{\text{ЧМ}} \cong 2\Delta\omega_{\text{МАХ}}$, то есть при частотной модуляции 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.

В заключение рассмотрим, как меняется во времени выходная мощность передатчика с угловой модуляцией. Очевидно, что эта мощность на некоторой нагрузке R_H может быть найдена как сумма мощностей отдельных составляющих спектра:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых}} &= P(\omega_0) + P(\omega_0 + \Omega) + P(\omega_0 - \Omega) + P(\omega_0 + 2\Omega) + \dots = \\ &= \frac{1}{2} I_0^2 R_H \left[J_0^2(M) + J_1^2(M) + J_{-1}^2(M) + J_2^2(M) + \dots \right] = P_0 \end{aligned}$$

Здесь $\frac{1}{2} I_0^2 R_H = P_0$ - 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 амплитудной модуляции, для которой выходная мощность передатчика меняется в больших пределах. (например, при максимальной глубине модуляции $m=1$, мощность

передатчика АМ меняется от нуля до $4P_0$).

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В данной работе используется универсальный лабораторный стенд со сменным блоком ЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ, упрощённая принципиальная схема которого приведена на рисунке 4.3. Объектом исследования является левая часть схемы (между гнёздами КТ 1 и КТ 2).

Как видно из схемы, частотный модулятор представляет собой RC генератор, состоящий из двухкаскадного резистивного усилителя (А1) и фазобалансной цепи (ФБЦ), обеспечивающей положительную обратную связь. Частота генерации зависит от параметров ФБЦ–С3, С4 и сопротивлений каналов ($R_{СИ}$) полевых транзисторов VT1 и VT2.

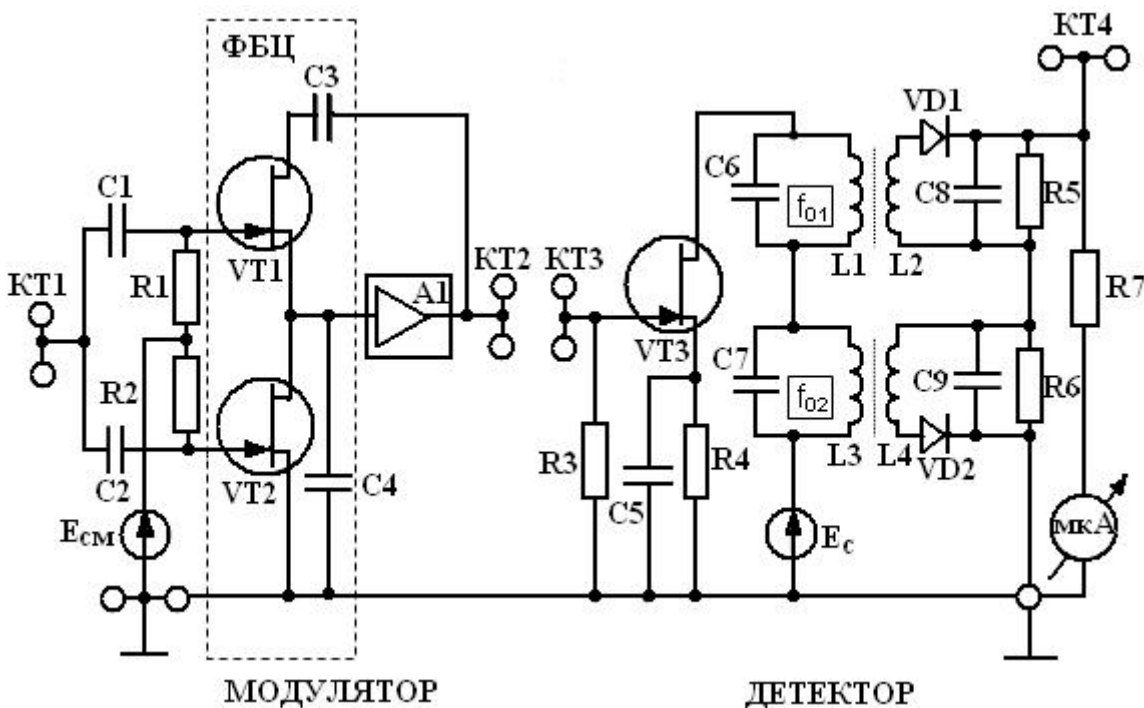


Рисунок 4.3 - Упрощенная принципиальная схема частотного модема

Сопротивление канала ($R_{СИ}$) зависит от управляющего напряжения, приложенного к затвору. Таким образом, полевой транзистор в ФБЦ является параметрическим элементом, управляемым модулирующим напряжением.

Напряжение смещения (E_{CM}), являющееся постоянной составляющей модулирующего сигнала, позволяет установить несущую частоту модулированного сигнала, а переменная составляющая, т.е. сам модулирующий сигнал, поданный на гнезда КТ 1, обеспечивает девиацию частоты Δf_{max} , зависящую от амплитуды модулирующего сигнала. Выходом частотного модулятора являются гнезда КТ 2.

В схеме модулятора имеется блок автоматической регулировки усиления, поддерживающий постоянную амплитуду ЧМ-сигнала (на схеме не показан).

В качестве источника модулирующего сигнала используется встроенный

диапазонный генератор, подключенный ко входу модулятора. Для контроля входного сигнала используется встроенный вольтметр. Анализ спектра производится на ПК в режиме «Спектроанализатор».

Домашнее задание

1 Изучите основные вопросы по конспекту лекций и литературе: [1]с.148÷161; [2] с.82÷87; [4]с.96÷102; [5] с.96÷104; [6]с. 98÷105, 351÷359;

Лабораторное задание

1 Снимите статическую модуляционную характеристику и определите оптимальный режим модулятора.

2 Определите влияние амплитуды модулирующего сигнала на форму и ширину спектра ЧМ-сигнала (при постоянной частоте модуляции).

3 Определите влияние частоты модуляции на форму и ширину спектра ЧМ-сигнала (при постоянной амплитуде модулирующего сигнала).

4 Наблюдайте форму сигнала на входе и выходе частотного модулятора.

Методические указания

1 Статическая модуляционная характеристика (СМХ): $f = \varphi(E_{\text{СМ}})$ снимается при отсутствии модулирующего сигнала. Последовательно устанавливая движковым потенциометром $E_{\text{СМ}}$ значения из таблицы 4.1, определить значения частоты модулятора f , подключив выход модулятора (гнездо КТ 2) ко входу ПК, работающего в режиме анализа спектра (см. ПРИЛОЖЕНИЕ).

Таблица 4.1

$E_{\text{СМ}}$	В	0	-0,5	-1	-1,5	-6,5
f	кГц						

По данным таблицы строится график СМХ, на котором следует отметить:

- положение рабочей точки (на середине линейного участка); отсюда находят $E_{\text{СМ ОПТ}}$ и несущую частоту f_0 (по вертикальной оси);
- угол наклона линейного участка СМХ; (тангенс этого угла соответствует коэффициенту $K_{\text{ЧМ}}$ модулятора);
- границы линейного участка (f_{MIN} , f_{MAX}).

Полученные данные сведём в таблицу 4.2.

Таблица 4.2

$E_{\text{СМ ОПТ}}$	f_0	f_{MIN}	f_{MAX}	$K_{\text{ЧМ}}$
---------------------	-------	------------------	------------------	-----------------

--	--	--	--	--

В случае хорошей линейности СМХ выбор несущей частоты не критичен, однако, для последующих пунктов лучше выбрать $f_0 = 12 \div 13$ кГц.

2 Влияние амплитуды модулирующего сигнала на спектр ЧМ (при $F_{\text{МОД}} = \text{const}$).

2.1 По ряду заданных значений $M_{\text{ЧМ}}$ (таблица 4.3) рассчитать амплитуды модулирующих сигналов, а затем и действующие значения U_C .

Таблица 4.3

$M_{\text{ЧМ}}$	0	1	2	3	4	5
$\Delta f_{\text{МАХ}}$						
$U_{\text{МС}}$						
U_C						

Для заполнения таблицы напомним некоторые определения для ЧМ. Индекс частотной модуляции

$$M_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f_{\text{МАХ}}}{F_{\text{МОД}}} \quad (4.16)$$

Отсюда находят $\Delta f_{\text{МАХ}}$.

Определение ЧМ-сигнала $\Delta f(t) = K_{\text{ЧМ}} U_C(t)$

При амплитудном значении гармонического сигнала $U_{\text{МС}}$

$$\Delta f_{\text{МАХ}} = K_{\text{ЧМ}} U_{\text{МС}} \quad (4.17)$$

Отсюда $U_{\text{МС}} = \Delta f_{\text{МАХ}} / K_{\text{ЧМ}}$.

При использовании вольтметра переменного напряжения, имеющего градуировку в действующих значениях

$$U_C = U_{\text{МС}} \cdot 0,707.$$

2.2 Подключить внутренний звуковой генератор ко входу модулятора (гнездо КТ 1). Туда же подключить и вольтметр переменного напряжения стенда. Установить частоту генератора $F_{\text{МОД}} = 500$ Гц.

2.3 Последовательно устанавливая значения U_C из таблицы 4.3 регулятором выхода генератора, получить на ПК, подключённом к выходу модулятора (гнездо КТ 2) спектры ЧМ-сигналов. На каждой спектрограмме обязательно указывать:

- условия проведения эксперимента;
- частоты отдельных составляющих спектра;
- практическую ширину спектра $2\Delta f$.

(при определении $2\Delta f$ учитывать только ту часть спектра, в которой амплитуды более 10% от максимальных амплитуд).

Полученные значения $2\Delta f$ внести в таблицу 4.3

3 Влияние частоты модуляции на спектр ЧМ-сигнала. ($U_C = \text{const}$)

3.1 Сохраняя схему соединений (п.2), установить значения U_C из таблицы 9.3 для $M_{ЧМ} = 3$ и не менять его в дальнейшем.

3.2 Последовательно устанавливая частоты модуляции (таблица 4.4), получить спектрограммы соответствующих ЧМ-сигналов. В таблицу внести значения $2\Delta f$.

Таблица 4.4

$U_C = \dots\dots \text{В}; f_0 = \dots\dots \text{кГц}$						
$F_{\text{МОД}}$	Гц	50	100	250	500	1000
$2\Delta f$	Гц					
$M_{\text{ЧМ}}$						

3.3 Заполнить последнюю строку таблицы 4.4, используя определение $M_{\text{ЧМ}}$ и необходимые данные из таблицы 4.3.

4 Форма колебаний на входе и выходе частотного модулятора.

4.1 Соединить один из входов двухлучевого осциллографа со входом модулятора (для этого надо отключить вольтметр, сохраняя соединение с генератором). На другой вход осциллографа подать выходной сигнал модулятора.

4.2 Установить частоту модуляции $F_{\text{МОД}} = 300$ Гц, а уровень сигнала увеличивать до тех пор, пока на осциллограмме выходного сигнала не появится паразитная амплитудная модуляция. Несколько уменьшить входной сигнал так, чтобы огибающая ЧМ-сигнала стала ровной.

4.3 Установить синхронизацию осциллографа по тому каналу (входу), на который подан высокочастотный (выходной) сигнал. Ручками синхронизации добиться неподвижного (хотя бы на части экрана) изображения.

4.4 Подстраивая в небольших пределах частоту модуляции, добиться неподвижной картинки модулирующего сигнала. Иногда нужный эффект может быть достигнут небольшой подстройкой несущей частоты (ручкой СМЕЩЕНИЕ)

4.5 Зафиксировать осциллограммы на входе и выходе частотного модулятора.

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Схему частотного модулятора.
- 2 Статическую модуляционную характеристику.
- 3 Спектры, таблицы и осциллограммы по всем пунктам исследований.
- 4 Теоретический расчёт спектров для
 - п.2.1., для $M_{\text{ЧМ}} = 2,4$ (из таблицы 4.3)
 - п.3.1., для $F_{\text{МОД}} = 250$ Гц (из таблицы 4.4).

Для расчётов принять $U_{\text{мо}} = 1\text{В}$ (амплитуда немодулированного сигнала).

5 Выводы по пунктам 2 и 3.

Контрольные вопросы

- 1 Дайте определение ЧМ-колебания.
- 2 Приведите пример записи тонального ЧМ-колебания с параметрами $f_0 = 100 \text{ МГц}$; $F_{\text{МОД}} = 10 \text{ КГц}$; $\Delta f_{\text{МАХ}} = 50 \text{ КГц}$.
- 3 Опишите принцип действия частотного модулятора. Какие способы получения ЧМ-колебаний Вам известны?
- 4 Статическая модуляционная характеристика и её смысл.
- 5 Что такое угловая модуляция?
- 6 Как рассчитать спектр ЧМ-колебания?
- 7 Представьте (качественно) спектр колебания $i(t) = I_{m0} \cos(\omega_0 t + 0,01 \cos \Omega t)$.
- 8 Какое отношение имеют функции Бесселя к частотной модуляции?
- 9 Сколько спектральных линий надо учесть в практической ширине спектра ЧМ при $M_{\text{ЧМ}} = 4$?
- 10 Назовите известные Вам области применения ЧМ сигналов.

Лабораторная работа № 5

" Исследование детектора ЧМ сигналов"

Цель работы: экспериментальное исследование частотного детектора. Выбор оптимального режима детектирования.

Краткие сведения из теории

Операция детектирования ЧМ-колебания состоит в выделении напряжения, которое пропорционально отклонению частоты сигнала от среднего значения.

В спектрах ЧМ сигналов нет низкочастотной составляющей, соответствующей исходному моделирующему 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 вакуумные диоды, транзисторы, полупроводниковые диоды. Чаще всего используются полупроводниковые диоды, причём применяются только точечные диоды, так как плоскостные диоды имеют большую входную ёмкость.

Рассмотрим детектирование ЧМ сигнала. Будем считать, что на выходе ЧМ детектора действует напряжение постоянной амплитуды. Напряжение на выходе детектора должно воспроизводить закон изменения мгновенной частоты входного сигнала. Поэтому для идеального частотного детектора

$$U_{\text{вых}}(t) = S_{\text{ЧД}} \cdot \Delta f(t), \quad \text{где } S_{\text{ЧД}} = \text{const} - \text{крутизна характеристики детектора.}$$

$\Delta f(t)$ и $U_{\text{вых}}(t)$

При этом предполагается, что $U_{\text{вых}}(t)$ 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 ЧМ детекторов: в одних детекторах частотно-модулированные колебания с помощью колебательного контура преобразуются в амплитудно-модулированные, а потом детектируются, в других (дискриминатор, детектор отношений) – при ЧМ детектировании используется зависимость разности фаз между током и напряжением в колебательном контуре от частоты.

Основными характеристиками и параметрами ЧМ детекторов являются следующие:

- 1 Семейство детекторных характеристик: $\Delta U_{\text{чД}} = F(f)$ при $U_0 = \text{const.}$
- 2 Крутизна детекторной характеристики: $S_{\text{чД}} = \frac{\Delta U_{\text{чД}}}{\Delta f}$.
- 3 Диапазон частот $\Delta f_{\text{лин}}$, в котором детекторная характеристика достаточно линейна.
- 4 Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = \frac{U_0}{I_0}$.
- 5 Минимальное $U_{0\text{min}}$ и максимальное $U_{0\text{max}}$ значения амплитуды входного сигнала, при которых гарантируются основные качественные показатели.
- 6 Выходное сопротивление, определяемое свойствами АМ детектора: $R_{\text{вых}} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}}$,
- 7 Нелинейные искажения выходного сигнала $\gamma = \sqrt{\frac{P_{2\Omega} + P_{3\Omega} + P_{4\Omega} + \dots}{P_{\Omega}}}$

Рассмотрим процесс детектирования высокочастотных ЧМ колебаний на примере некоторых схем частотных детекторов первого типа. В этих детекторах используются:

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

Схема частотного детектора первого типа приведена на рисунке 5.1а.

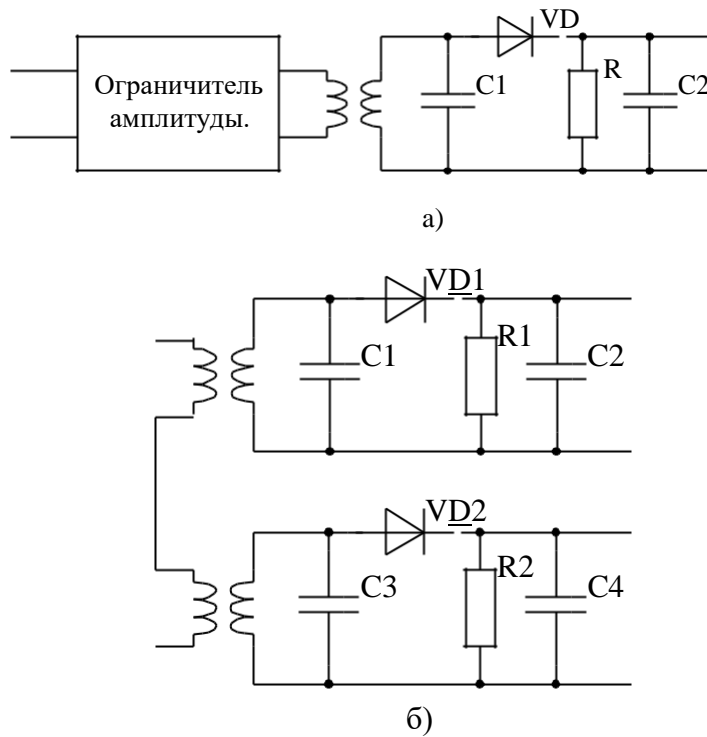


Рисунок 5.1 - Схемы частотных детекторов:
а) простейшего, б) дифференциального

Амплитудный ограничитель ЧМ сигнала позволяет устранять нежелательные изменения амплитуды высокочастотного колебания, возникающие из-за накладки помех на радиосигнал, при передаче ЧМ колебаний 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 так далее. В высокочастотной технике наибольшее распространение получили колебательные цепи.

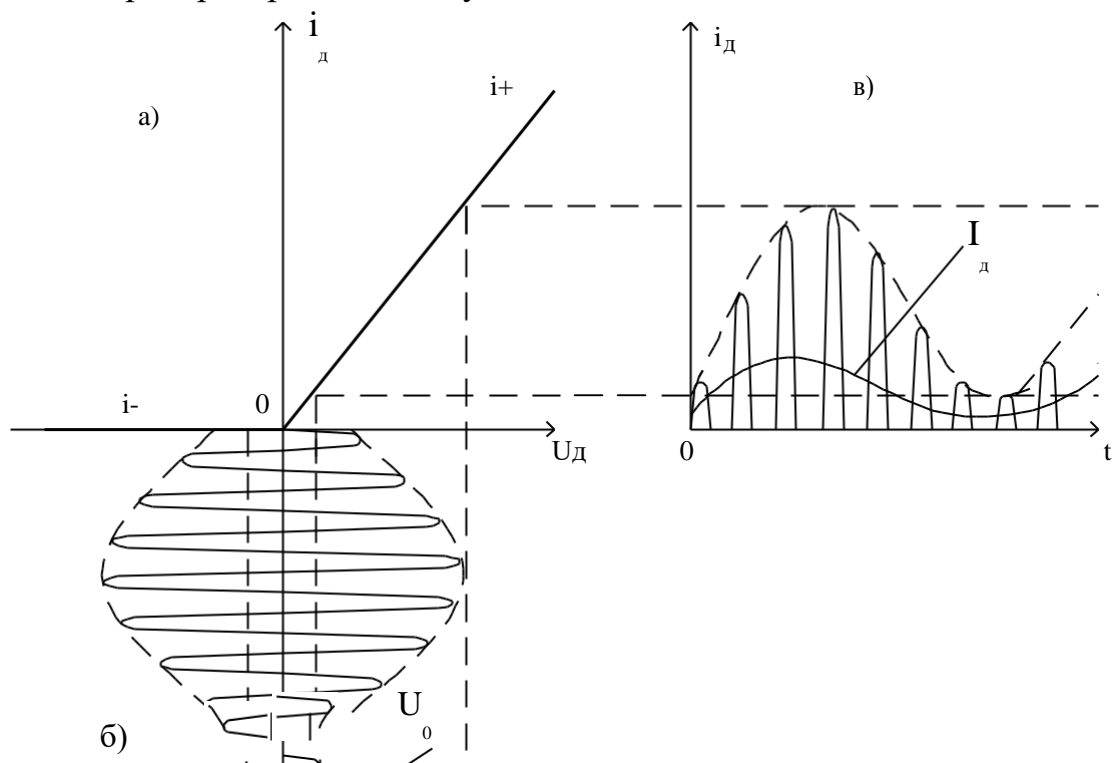


Рисунок 5.2 - Графики, поясняющие принцип работы частотного детектора с преобразованием частоты в амплитуду сигнала

Самой простой является схема, в которой ЧМ сигнал с несущей f_0 подаётся на колебательный контур с частотой резонанса $f_p \neq f_0$ (рисунок 5.1а). 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 (рисунок 5.2б) амплитуда напряжения на контуре - $U_k(t)$ будет изменяться во времени в соответствии с законом модуляции $f(t)$. Получившийся сигнал с изменяющейся амплитудой (рисунок 5.2в) детектируется амплитудным детектором с RC-фильтром.

Недостатком схемы, представленной на рисунке 5.1а, 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 частотного детектора (рисунок 5.1б). ЧМ сигнал подаётся одновременно на два контура: резонансные частоты $f_{рез1} \neq f_{рез2}$ выбираются таким образом, что несущая частота f_0 располагается на серединах линейных участков характеристик. Поскольку сигналы от амплитудных детекторов противофазны и вычитаются (отсюда и название схемы), то это позволяет уменьшить нелинейные искажения.

Недостатком рассмотренных схем (рисунок 5.1) является зависимость выходного сигнала от высокочастотного ЧМ сигнала. Для устранения этого влияния приходится использовать амплитудные ограничители.

Схемы частотных детекторов второго класса весьма слабо реагируют на изменение амплитуды сигнала и поэтому не содержат ограничителя. Эти схемы довольно широко применяются в приёмниках ЧМ колебаний, 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.

На рисунке 5.3 приведены схема фазочастотного дискриминатора и график выходного напряжения для него от частоты. На практике обычно используется схема, не содержащая ВЧ дросселя (рисунок 5.4).

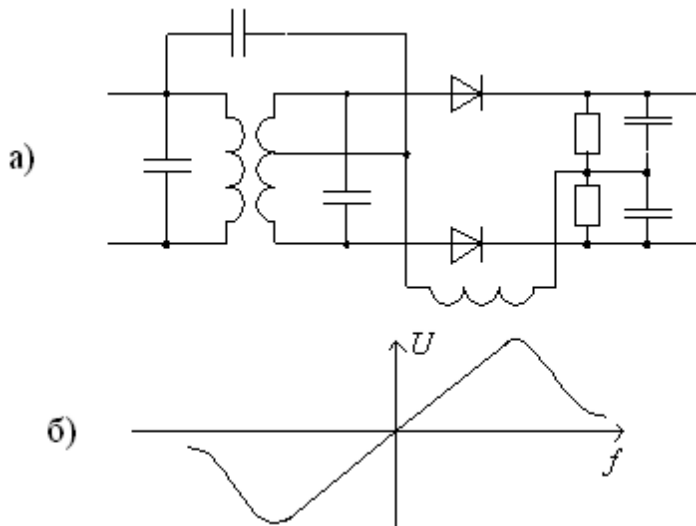


Рисунок 5.3 - Схема фазочастотного дискриминатора – а) и зависимость выходного напряжения от частоты – б)

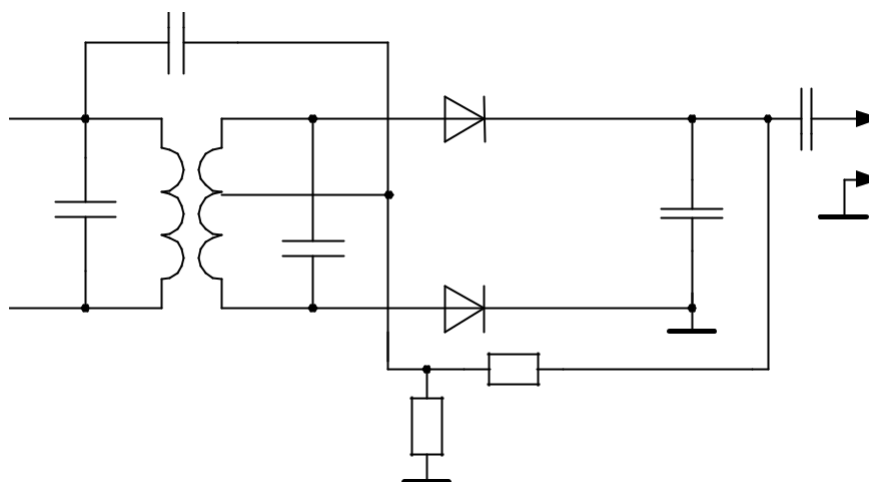


Рисунок 5.4. Схема дискриминатора, использующаяся на практике

Более подробно рассмотрим схему частотного детектора – детектора отношений (рисунок 5.5). Колебательные контуры 1 и 2 образуют полосовой фильтр.

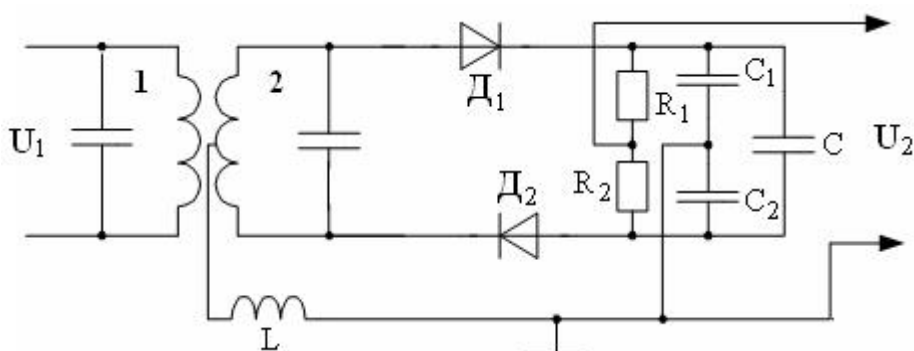


Рисунок 5.5. Схема детектора отношений

Катушка индуктивности L имеет сильную связь с контуром 1. Напряжение на катушке u_L совпадает с напряжением на первом контуре и равно ему ($u_L = u_1$). Постоянная времени $\tau = C \cdot (R_1 + R_2)$ фильтра выбирается большой за счёт этого суммарное напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 с течением времени остаётся почти постоянными:

$$u_{c1} + u_{c2} = u_c \approx \text{const}$$

При изменении частоты изменяется отношение U_{c1}/U_{c2} (отсюда и название схемы). Напряжение на каждом конденсаторе будет зависеть от величины импульсного тока, заряжающего его, и будет тем больше, чем больше напряжение на диоде.

Рассмотрим изменение напряжения на диодах при изменении несущей частоты на векторных диаграммах.

Векторные диаграммы построены в предположении, что амплитуда напряжения на первом контуре постоянна в пределах его полосы пропускания. Поэтому расположение векторов U_1, I_1, E_2 для разных частот одинаково. При изменении частоты радиосигнала изменяется разность фаз между ЭДС и током во втором контуре (рисунок 5.6). При $f = f_0$ разность фаз равна нулю и напряжения на диодах и конденсаторах равны. В этом случае напряжение на выходе детектора отсутствует. При изменении частоты ЧМ сигнала по некоторому закону напряжения на конденсаторах будут разными и закон изменения напряжения на выходе детектора будет соответствовать закону изменения частоты ЧМ сигнала.

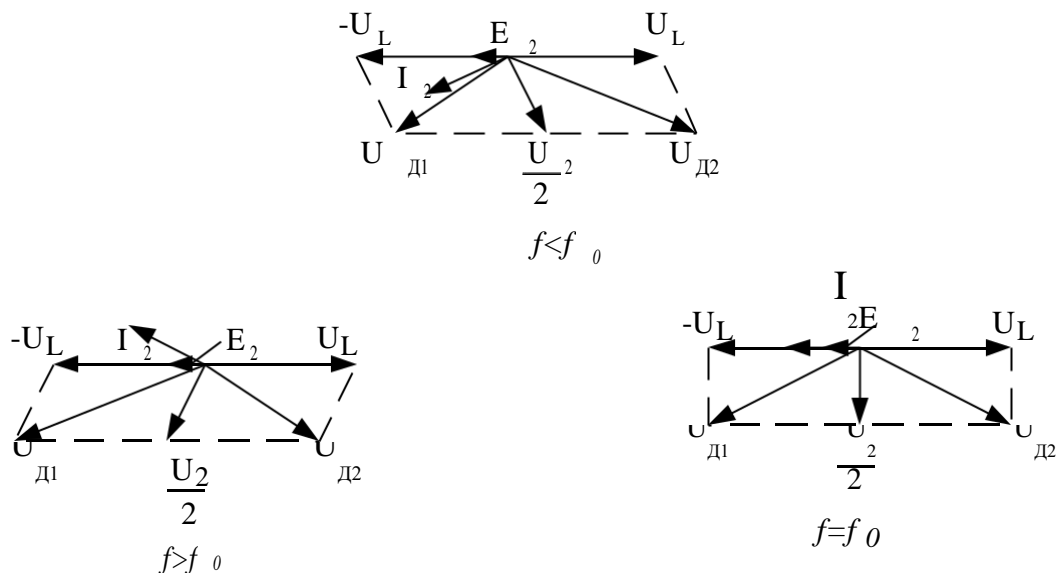


Рисунок 5. 6 - Векторные диаграммы напряжений для схемы диодного ЧМ детектора

Довольно часто применяются частотные детекторы, в которых преобразование девиации частоты в девиацию фазы осуществляется в простом одиночном контуре. Затем исходное и сдвинутое по фазе ЧМ колебания преобразуются в прямоугольные колебания и подаются на схему совпадения («детектор произведения», или перемножитель). На выходе перемножителя получаются прямоугольные импульсы, длительность которых изменяется пропорционально фазовому сдвигу и, следовательно, девиации ЧМ колебания.

Современная схемотехника позволяет строить ЧМ детекторы вообще без катушек индуктивности. Для этого используется опорный гетеродин, вырабатывающий стабильные прямоугольные колебания. Колебания от гетеродина и исходный ЧМ сигнал, также преобразованный в прямоугольные колебания, подаются на фазовый детектор (перемножитель). В результате достигается тот же эффект, что и в описанном выше частотном детекторе.

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В данной работе используется универсальный лабораторный стенд со сменным блоком ЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ (рисунок 5.7).

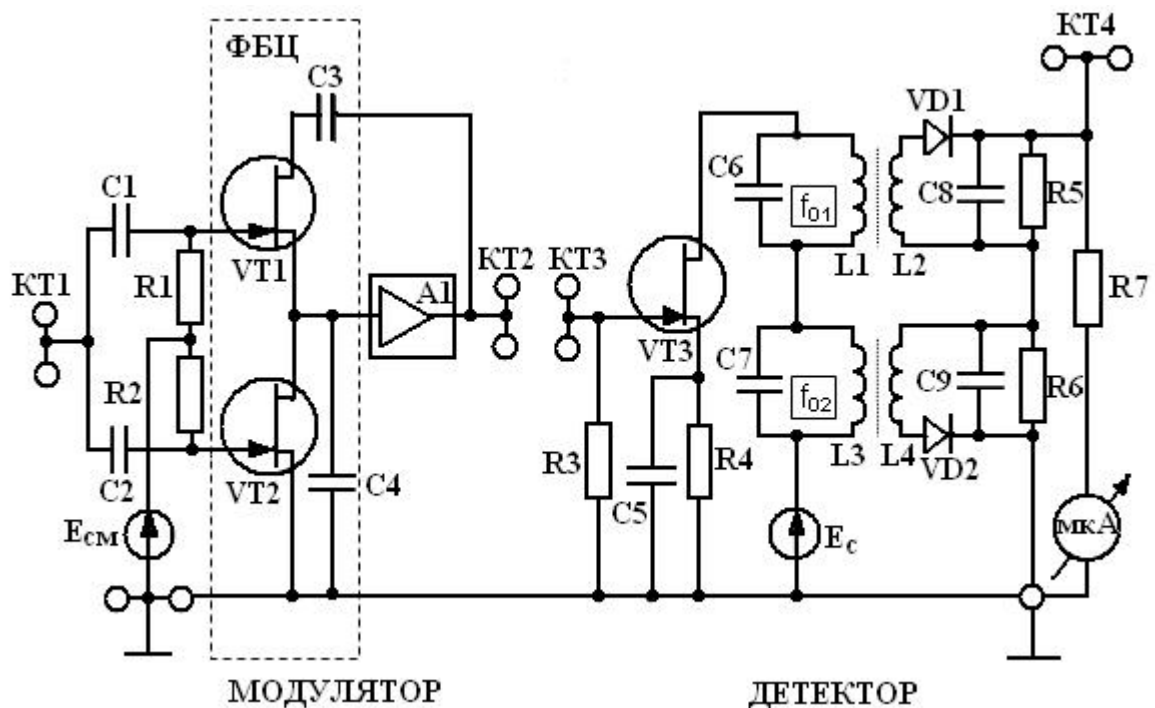


Рисунок 5.7 - Упрощенная схема частотного модема
В качестве источника ЧМ-сигнала в данной работе используется

частотный модулятор, рассмотренный в работе № 4. Выход частотного модулятора (гнездо КТ 2 на рисунке 5.7) соединяется перемычкой со входом частотного детектора (гнездо КТ 3). Выход частотного детектора (гнездо КТ 4) соединен с микроамперметром, измеряющим постоянную составляющую тока детектора. Схема частотного детектора состоит из усилителя на полевом транзисторе VT3, в нагрузку которого включены два резонансных контура, настроенных на разные частоты (f_{01} и f_{02}). Эти частоты расположены симметрично относительно несущей частоты ЧМ-сигнала. Ток ЧМ-сигнала с постоянной амплитудой, протекая через два расстроенных контура, вызывает на них падения напряжения, пропорциональные их сопротивлениям. Чем ближе мгновенная частота ЧМ-сигнала к резонансной частоте контура, тем больше амплитуда напряжения на контуре и наоборот. Таким образом, линейная цепь (рассмотренный колебательный контур) преобразует ЧМ-сигнал в сигнал, в котором и амплитуда, и частота меняются одновременно. Осциллограмма такого сигнала внешне очень похожа на АМ-сигнал, но частота заполнения его меняется так же, как у входного ЧМ-сигнала. Нагрузкой каждого контура является свой детектор огибающей (АМ-детектор).

Выходные напряжения АМ-детекторов (на резисторах R5 и R6) зависят от расстройки контуров относительно мгновенной частоты ЧМ-сигнала. Для идеальной работы ЧМ-детектора модуль полного сопротивления расстроенного контура должен меняться прямо пропорционально девиации частоты ЧМ-сигнала. Однако на частотной характеристике контура имеется небольшой почти линейный участок в районе точки перегиба. Для увеличения ширины линейного участка характеристики детектирования применяют не один, а два симметрично расстроенных контура. Встречное включение диода (VD2) во втором детекторе огибающей позволяет в значительной степени компенсировать нелинейность склона АЧХ-контура, а также компенсировать постоянную составляющую выходного сигнала.

Выходное напряжение ЧМ-детектора (гнездо КТ 3) равно разности напряжений на выходах АМ-детекторов: $U_{\text{ВЫХ}} = U_{R5} - U_{R6}$.

В работе также используются встроенные звуковой генератор, приборы постоянного и переменного напряжений, двухлучевой осциллограф и ПК, используемый как частотомер или анализатор спектра.

Домашнее задание

1 Изучите основные вопросы по конспекту лекций и литературе :[1]с.161÷164; [2] с.108÷111; [5] с.291÷292; [6]с. 311÷316.

Лабораторное задание

1 Снимите характеристику детектирования и выберите оптимальный режим работы частотного детектора.

2 Наблюдать сигналы на входе модулятора и выходе детектора в

оптимальном режиме и при отклонениях от него.

Методические указания

1 Снятие характеристики детектирования $I_0 = \varphi_2(f)$ производится при отсутствии модулирующего сигнала ($M_{\text{ЧМ}}=0$) путём изменения частоты входного сигнала с измерением постоянной составляющей тока детектора. При этом вход модулятора отключен (гнездо КТ 1 свободно), между гнездами КТ 2 и КТ 3 установлена перемычка, а управление частотой осуществляется изменением смещения ($E_{\text{СМ}}$) в модуляторе. Измерение частоты на выходе модулятора (гнездо КТ 2) производится с помощью ПК в режиме «Спектроанализатор», а ток I_0 – микроамперметром, расположенным над регулятором $E_{\text{СМ}}$.

Процесс измерения характеристики детектирования существенно упрощается, если на этом же стенде уже выполнена работа № 9. В этом случае необходимость в измерении частот отпадает и первые две строчки из таблицы 4.1 переносятся в таблицу 5.1.

1.1 Изменяя напряжение смещения ($E_{\text{СМ}}$) в соответствии с таблицей 5.1 измерить с помощью ПК (в режиме «Спектроанализатор») частоты модулятора и, одновременно с этим, ток детектора I_0 .

Таблица 5.1

$E_{\text{СМ}}$	В	0	-0,5	-1	-1,5	-6,5
f	КГц						
I_0	мкА						

При заполнении таблицы 5.1 кроме указанных значений $E_{\text{СМ}}$ следует добавить те значения $E_{\text{СМ}}$ и f , при которых I_0 принимает нулевое и экстремальные значения.

1.2 По результатам таблицы 5.1 строится статическая модуляционная характеристика (СМХ) - $f = \varphi_1(E_{\text{СМ}})$ и характеристика детектирования (ХД) - $I_0 = \varphi_2(f)$. Из графика ХД определить оптимальное значение несущей частоты f_0 , соответствующее нулевому току детектора и максимальную девиацию частоты $\Delta f_{\text{МАХ}}$, соответствующую границе линейного участка ХД, считая от частоты f_0 . Из СМХ определяют напряжение смещения $E_{\text{СМ ОПТ}}$, при

котором несущая частота равна f_0 и максимальную амплитуду модулирующего сигнала $U_{\text{МС}}$, при которой девиация частоты составит $\Delta f_{\text{МАХ}}$. Полученные значения параметров внести в таблицу 5.2.

Таблица 5.2

$E_{\text{СМ ОПТ}}$, В	f_0 , кГц	$\Delta f_{\text{МАХ}}$, кГц	$U_{\text{МС МАХ}}$, В	$U_{\text{С МАХ}}$, В

1.3 Соединить выход звукового генератора с гнездом КТ 1 (вход модулятора). Туда же подключить вольтметр переменного напряжения. Установить на генераторе гармонический сигнал с частотой $F_{\text{МОД}}=200$ Гц и действующим значением $U_{\text{С МАХ}}$ (по вольтметру). Установить $E_{\text{СМ}} = E_{\text{СМ ОПТ}}$ (из таблицы 5.2).

1.4 Заменить вольтметр на входе 1 на один из входов двухлучевого осциллографа, а второй его вход соединить с выходом детектора (гнездо КТ 4).

1.5 Получив неподвижные осциллограммы, зафиксировать их в отчёте. Обратить внимание на «зубцы» выходной осциллограммы, связанные с работой амплитудных детекторов.

2 Работа детектора в неоптимальном режиме возникают при выходе сигнала за пределы линейного участка ХД.

2.1 Изменить напряжение смещения на $+0,5\text{В}$ от оптимального. По графику СМХ или таблице 5.1 определить новое значение несущей частоты и внести его в отчёт. Повторить п.1.5.

2.2 Повторить п.2.1, но при $E_{\text{СМ}} = E_{\text{СМ ОПТ}} - 0,5\text{В}$.

2.3 Восстановить прежнее значение $E_{\text{СМ ОПТ}}$. Увеличить модулирующий сигнал $U_{\text{С}}$ в 1,5 раза. (Для этого на время измерения заменить вход осциллографа, подключенный к гнезду 1 на вольтметр). Повторить п.1.5.

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Принципиальную схему частотного детектора.
- 2 Статическую модуляционную характеристику частотного модулятора.
- 3 Характеристику детектирования.
- 4 Временные диаграммы оптимального и неоптимальных режимов.

Контрольные вопросы

- 1 Дайте определение ЧМ-сигнала.
- 2 Запишите выражение сигнала с тональной частотной модуляцией.
- 3 Амплитуда несущего колебания и амплитуда немодулированного ЧМ-сигнала – это одно и то же или нет?
- 4 Тот же вопрос для АМ-сигнала.
- 5 Что такое $M_{\text{ЧМ}}$ и $K_{\text{ЧМ}}$?
- 6 Какие требования предъявляются к частотному модулятору и частотному детектору?
- 7 Какие функции выполняют частотный модулятор и частотный детектор?
- 8 Как работает частотный детектор?
- 9 Где применяется частотная модуляция?
- 10 Какое отношение имеет функция Бесселя к спектру ЧМ-сигнала?
- 11 Что такое оптимальный режим частотного детектора?

Лабораторная работа № 6

“Исследование законов распределения случайных сигналов”

Цель работы: ознакомление с методикой экспериментального исследования плотностей вероятности мгновенных значений случайных процессов. Установление количественных связей между характером случайного процесса, его числовыми характеристиками и графиками плотности вероятности.

Краткие сведения из теории

Случайным называется сигнал, мгновенные значения которого изменяются во времени случайным образом. Он описывается случайной функцией времени $X(t)$. Эту функцию можно рассматривать как бесконечную совокупность функций $x_i(t)$, каждая из которых представляет собой одну из возможных реализаций $X(t)$. Графически это можно представить следующим образом (рисунок 6.1).

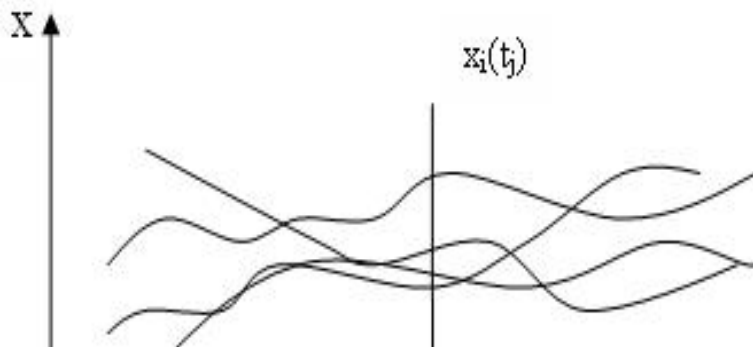


Рисунок 6.1 - Реализации случайной функции

Полное описание случайных сигналов может быть произведено с помощью системы вероятностных характеристик. Любая из этих характеристик может быть определена либо усреднением по совокупности реализации $x_i(t)$, либо усреднением по времени одной бесконечно длинной реализации.

Зависимость или независимость результатов таких усреднений определяет следующие фундаментальные свойства случайных сигналов – стационарность и эргодичность.

Стационарным называется сигнал, вероятностные характеристики которого не зависят от времени.

Эргодическим называется сигнал, вероятностные характеристики которого не зависят от номера реализации.

Для стационарных эргодических сигналов усреднение любой вероятностной характеристики по множеству реализаций эквивалентно усреднению по времени одной теоретически бесконечно длинной реализации.

Для практических целей наиболее важными являются следующие вероятностные характеристики стационарных эргодических сигналов, имеющих длительность реализации T :

- среднее значение (математическое ожидание). Оно характеризует постоянную составляющую сигнала

$$m_x = \bar{x}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt ; \quad (6.1)$$

- средняя мощность. Она характеризует средний уровень сигнала

$$P_x = \overline{x^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt ; \quad (6.2)$$

- дисперсия, характеризующая среднюю мощность переменной составляющей сигнала:

$$D_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x]^2 dt ; \quad (6.3)$$

- среднеквадратическое отклонение (СКО):

$$\sigma_x = \sqrt{D_x}; \quad (6.4)$$

- функция распределения, которая определяется как вероятность того, что значение $x_i(t_j)$ в j -й момент времени будут ниже некоторых значений X :

$$F_x = P[x(t) \leq X] = \lim_{\substack{T \rightarrow \infty \\ n \rightarrow \infty}} \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \tau_i; \quad (6.5)$$

- одномерная плотность вероятности, называемая дифференциальным законом распределения:

$$f_x = \frac{dF_x}{dx} = \lim_{\substack{T \rightarrow \infty \\ n \rightarrow \infty \\ \Delta x \rightarrow 0}} \frac{1}{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}; \quad (6.6)$$

где x - расстояние между соседними уровнями $X(t)$, называемое дифференциальным коридором;

$t_i - i$ -й интервал пребывания реализации в пределах данного уровня.

- корреляционная функция. Она характеризует стохастическую (случайную) связь между двумя мгновенными значениями случайного сигнала, разделенного заданным интервалом времени τ :

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x] \cdot [x(t + \tau) - m_x] dt; \quad (6.7)$$

- взаимная корреляционная функция. Она характеризует стохастическую связь между мгновенными значениями случайных сигналов $x(t)$ и $y(t)$, разделенными интервалом времени τ :

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x] \cdot [y(t + \tau) - m_y] dt; \quad (6.8)$$

- спектральная плотность средней мощности представляет собой среднюю мощность, приходящуюся на 1 Гц при заданной частоте ω . Введенную таким образом спектральную плотность $W(\omega)$ в дальнейшем будем называть энергетическим спектром случайной функции $x(t)$. Смысл такого названия определяется размерностью функции $W(\omega)$, являющейся отношением мощности к полосе частот:

$$[W(\omega)] = \left[\frac{\text{Мощность}}{\text{Полоса частот}} \right] = [\text{Мощность} \times \text{время}] = [\text{Энергия}]. \quad (6.9)$$

Из выражений (6.1 - 6.8) видно, что все вероятностные характеристики представляют собой неслучайные числа или функции от τ и определяется по одной реализации бесконечной длительности. Практически же длительность T , называемая продолжительностью анализа, всегда ограничена, поэтому на практике мы можем определить не сами характеристики, а только их оценки. Эти оценки, полученные экспериментальным путем, называются статическими характеристиками. А раз оценка, значит приближение, которое

характеризуется погрешностями, называемыми статистическими погрешностями.

Ширину спектра сигнала определяет максимальная скорость его изменения. С другой стороны, скорость изменения сигнала определяет и ход корреляционной функции, то есть можно утверждать, что $W_X(\omega)$ и $K_X(\tau)$ взаимосвязаны. Эту связь определили независимо друг от друга ученые Н.Винер и А.Я.Хинчин, поэтому ее называют теоремой Винера-Хинчина. Согласно этой теореме *энергетический спектр стационарного случайного процесса и его корреляционная функция связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье*, то есть

$$W_X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_X(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,$$

$$K_X(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W_X(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega.$$

Из этой связи вытекает свойство, аналогичное свойствам преобразований Фурье для детерминированных сигналов: чем шире спектр случайного процесса, тем меньше интервал корреляции, и наоборот.

В теории электросвязи наибольшее распространение имеет нормальный закон распределения случайной величины. Непрерывная случайная величина X имеет *нормальный закон распределения* с параметрами a и σ , если её плотность вероятности $f(x)$ имеет вид:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}.$$

Кривая нормального распределения $f(x)$ (кривая Гаусса) приведена на рисунке 6.2.

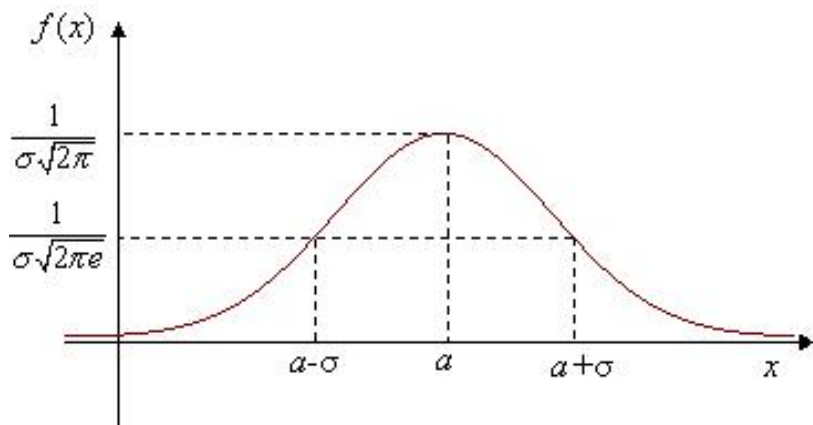


Рисунок 6.2 - Плотность вероятности случайной величины X , распределенной по нормальному закону распределения

Математическое ожидание случайной величины X , распределённой по нормальному закону, равно параметру a этого закона, а её дисперсия — квадрату параметра σ , т.е.

$$M(X) = a, \quad D(X) = \sigma^2.$$

Рассмотрим влияние параметров нормального распределения на форму кривой плотности вероятности.

Если $\sigma = \text{const}$, и меняется параметр a , т.е. центр симметрии распределения, то кривая распределения будет смещаться вдоль оси абсцисс, не меняя формы.

Если $a = \text{const}$ и меняется параметр σ , то меняется ордината максимума кривой $f_{\text{max}}(a) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}$. При увеличении σ кривая распределения становится более плоской, растягиваясь вдоль оси абсцисс; при уменьшении σ кривая вытягивается вверх, одновременно сжимаясь с боков.

Нормальный закон распределения случайной величины с параметрами $a = 0$ и $\sigma = 1$ называется *стандартным* или *нормированным*, а соответствующая нормальная кривая - *стандартной* или *нормированной*.

Функция распределения $F(x)$ случайной величины X , распределённой по нормальному закону, выражается через функцию Лапласа $\Phi(x)$ по формуле:

$$F(x) = 0.5 + \Phi\left(\frac{x-a}{\sigma}\right),$$

где:

$$\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy.$$

Перечислим наиболее важные свойства случайной величины, распределённой по нормальному закону:

1) Вероятность попадания случайной величины в интервал (x_1, x_2) , равна

$$P(x_1 < X < x_2) = \Phi(t_2) - \Phi(t_1), \quad \text{где} \quad t_1 = \frac{x_1 - a}{\sigma}, \quad t_2 = \frac{x_2 - a}{\sigma}.$$

2) Правило «трёх сигм». Если случайная величина X распределена нормально (с параметрами a и σ), то практически достоверно, что абсолютная величина её отклонения от математического ожидания не превосходит утроенного среднего квадратического отклонения, т.е.

$$P(|X - a| \leq 3\sigma) \approx 1.$$

Другими словами, если случайная величина X имеет нормальный закон распределения с параметрами a и σ , то практически достоверно, что её значения заключены в интервале $(a - 3\sigma, a + 3\sigma)$.

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

Для проведения этой работы не требуются сменные блоки стенда; достаточно использовать внутренние источники сигналов:

- гармонические сигналы с частотой 1 кГц в качестве сигнала со случайной начальной фазой;
- “белый” шум с выхода генератора шума;
- аддитивная смесь этих сигналов при различном соотношении a/σ .

Измерение плотности вероятности мгновенных значений сигналов производится с помощью ПК, работающего в режиме “ГИСТОГРАММА” (см. Приложение). Записанная в память ПК реализация исследуемого сигнала воспроизводится на экране монитора, а затем подвергается статистическому анализу, в результате которого получают графики плотности вероятности и вычисляются параметры случайного процесса (m и σ). Для контроля параметров входных сигналов используются встроенный вольтметр и осциллограф. Получение аддитивной смеси сигналов обеспечивается сумматором (Σ) стенда.

Домашнее задание

1 Изучите по конспекту лекций и литературе разделы о случайных сигналах и их характеристиках [3], с. 27÷35; [6] с. 132÷144.

Лабораторное задание

1 Получите с помощью ПК реализации сигналов, графики плотности вероятности и параметры (m и σ).

2 Установите связь между характером реализации процесса, формой графика плотности вероятности и его параметрами.

Методические указания

1 Гармонический сигнал со случайной начальной фазой.

1.1 Провести калибровку осциллографа. Для этого соединить вход вольтметра, работающего в режиме измерения переменного напряжения, с гнездом “1 кГц” в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. Ручкой регулятора выхода генератора установить напряжение 0,707В. Напомним, что измерительные приборы показывают действующее значение гармонического сигнала:

$$U_m = U \sqrt{2} = 0,707 \sqrt{2} = 1В.$$

Не меняя регулировки выходного напряжения, заменить вольтметр осциллографом. Отрегулировать масштаб усиления осциллографа так, чтобы размах сигнала по вертикали составлял 2 клетки, т. е. амплитуда $a = 1$ клетке. На этом калибровка закончена и в дальнейшем её менять не следует. Итак, одна клетка на экране осциллографа теперь соответствует 1В.

1.2 Зафиксировать реализацию (осциллограмму) исследуемого сигнала.

В случаях, когда исследуется непериодический сигнал, сделать это по осциллографу затруднительно. В этом случае исследуемый сигнал следует подать на гнездо «А» входа ПК на стенде, а затем вызвать программу «ОСЦИЛЛОГРАФ», которая позволяет «остановить» картинку и при необходимости изменить ее масштаб.

1.3 Соединить вход “А” ПК (он расположен в правой части стенда, внизу) с гнездом генератора “1 кГц”. При этом уровень сигнала не менять; $U_m = 1\text{В}$.

Перевести ПК в режим “ГИСТОГРАММА”.

1.4 В отчёте зафиксировать:

- график плотности вероятности;
- m и σ (или σ^2);
- реализацию (осциллограмму п.1.2);
- условия эксперимента.

1.5 Пользуясь вольтметром или осциллографом, уменьшить сигнал с выхода генератора “1 кГц” в 2 раза, т.е. теперь U_m будет 0,5В (или $U = 0,35\text{В}$).

1.6 Повторить п. 1.4.

2. “Белый” шум.

2.1 Соединив гнездо ГШ со входом осциллографа, установить напряжение шума таким, чтобы максимальная ширина шумовой “дорожки” на экране не превышала 6 клеток. Согласно правилу “трёх сигма” нормального закона это означает, что $6\sigma = 6$ клеток, или $\sigma = 1$ клетке, т. е. в соответствии с калибровкой, $\sigma = 1\text{В}$.

Соединить вход ПК (“А”) с гнездом выхода ГШ.

2.2 Повторить п. 1.4.

2.3 Контролируя напряжение шума по экрану осциллографа, уменьшить (ручкой выхода ГШ) напряжение шума в 2 раза. При этом σ будет соответствовать половине клетки, т.е. 0,5В.

2.4 Повторить п. 1.4.

3 Аддитивная смесь гармонического сигнала и “белого” шума получается с помощью сумматора стенда (Σ), расположенного в правой нижней его части.

3.1 Подключить осциллограф к выходу сумматора. Подать на один из входов гармонический сигнал (второй вход свободен). Отрегулировать (если нарушена предыдущая регулировка) $a = 0,5$ клетки ручкой выхода генератора “1 кГц”. Затем, отключив сигнал от входа сумматора, на второй его вход подать шум. Ширина шумовой “дорожки” на экране осциллографа должна быть 3 клетки. При необходимости отрегулировать выходное напряжение ГШ. Восстановить схему, подключив источник “1 кГц” ко входу сумматора. Таким образом, выставлено соотношение сигнал/шум $a/\sigma = 1$.

3.2 Повторить п. 1.4.

3.3 Отключив шум, увеличить сигнал в 2 раза (размах сигнала на экране осциллографа должен быть 2 клетки), а напряжение шума сохранить прежним. Восстановить схему, подключив источник шума к сумматору.

Теперь $a/\sigma = 2$. Повторить п. 1.4.

3.4 Установить отношение $a/\sigma = 3$. Повторить п. 1.4.

Отчёт

Отчёт должен содержать:

- 1 Структурную схему измерений.
- 2 Графики реализаций сигналов.
- 3 Результаты измерений $W(x)$, m и σ .

Контрольные вопросы.

1 Нарисуйте график плотности вероятности любого сигнала. Объясните, что отложено по осям, размерности. Смысл понятия “плотность вероятности”.

2 Как практически определить плотность вероятности?

3 Что такое нормальный случайный процесс? Его аналитическая запись.

4 График $W(x)$ для нормального закона и его изменения при увеличении или уменьшении σ и m .

5 Как по графику $W(x)$ нормального закона найти математическое ожидание и дисперсию?

6 Как определить вероятность попадания в заданный интервал Δx по

- графику плотности вероятности;

- графику функции распределения.

7 Физический смысл понятий математическое ожидание и дисперсия применительно к сигналам связи?

8 В чём различие стационарных и нестационарных процессов?

9 Что такое эргодический процесс?

10 Что такое случайный процесс и его реализация?

Лабораторная работа № 7

"Исследование оптимальных когерентных демодуляторов АМ и ЧМ сигналов"

Цель работы: изучение принципа действия демодуляторов. Работа демодулятора в условиях помех. Изучение влияния порога на вероятность ошибки при АМ.

Краткие сведения из теории

Прием сигнала в любой системе связи производится на фоне помех. Чаще всего под помехой понимается аддитивный белый гауссовский шум. Это такой случайный процесс, который суммируется с сигналом в точке приема и имеет гауссовское (нормальное) распределение в любой момент времени.

Приемник сигнала (демодулятор) должен обеспечить заданное качество приема (помехоустойчивость) при действии помехи заданной мощности.

Помехоустойчивость – способность приемника обеспечивать заданные технические характеристики при заданной мощности помех.

Потенциальная помехоустойчивость – предельно достижимая помехоустойчивость для данной системы связи. Приемник, обеспечивающий потенциальную помехоустойчивость, называется оптимальным (идеальным).

Рассмотрим систему связи, в которой передаются два сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ одинаковой длительности T , произвольной (но известной) формы, априорные вероятности передачи $P(S_1)$ и $P(S_2)$ известны, помехи в канале связи флуктуационные, функция плотности распределения которых имеет гауссовский закон распределения вида

$$w(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}}, \quad (7.1)$$

где σ_n^2 – дисперсия (мощность) помех.

Задан критерий оптимального приема: идеальный наблюдатель (или наблюдатель В.А.Котельникова), который минимизирует среднюю вероятность ошибки

$P_{ош} = P(S_1)P(y_2/S_1) + P(S_2)P(y_1/S_2)$. (7.2) Найдем оптимальное правило решения и структурную схему оптимального приемника для указанных выше условий передачи сигналов

$S_1(t)$ и $S_2(t)$.

Для упрощения решения положим вначале, что $P(S_1) = P(S_2) = 0,5$.

В этом случае, правило оптимального приема, используемое приемником Котельникова, заключается в следующем:

если

$$[x(t_i) - S_1(t_i)]^2 < [x(t_i) - S_2(t_i)]^2, \quad (7.3)$$

то принимается S_1 , иначе S_2 .

Таким образом, оптимальный приемник (идеальный приемник Котельникова) работает следующим образом: определяется среднеквадратическое отклонение поступившего на его вход сигнала $x(t)$ от обоих ожидаемых сигналов ($S_1(t)$ и $S_2(t)$) и выносится решение в пользу того сигнала, где это среднеквадратическое отклонение меньше.

В соответствии с полученным правилом решения структурная схема приемника будет иметь вид, приведенный на рисунке 7.1. Схема содержит два генератора опорных сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$, которые генерируют точно такие же сигналы, какие могут поступить на вход приемника, а также два вычитающих устройства, два квадратора, два интегратора и схему сравнения, которая, в соответствии с (7.3), выдает сигналы S_1 или S_2 .

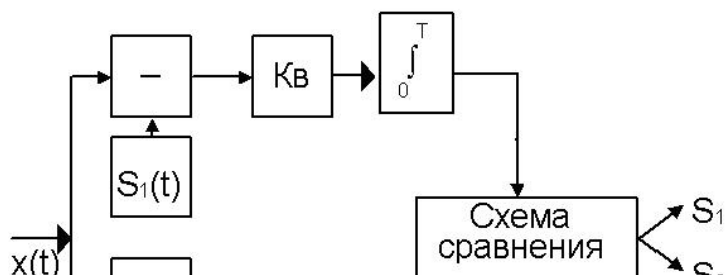


Рисунок 7.1 - Структурная схема оптимального приемника

Если вероятности передачи сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ не одинаковы, т.е. $P(S_1)$ не равно $P(S_2)$, то неравенство (7.3) принимает несколько другой вид:

$$\text{если } [x(t) - S_1(t)]^2 - 2\sigma_n^2 \ln P(S_1) < [x(t) - S_2(t)]^2 - 2\sigma_n^2 \ln P(S_2), \quad (7.4)$$

то принимается S_1 , иначе S_2 .

Структурная схема приемника будет иметь вид, приведенный на рисунке 7.2, в структурной схеме перед схемой сравнения добавляются выравнивающие устройства - В (показаны пунктиром).

Может показаться, что приведенные на рисунках 7.1, 7.2 схемы приемников достаточно просты. Однако применяющиеся в схемах местные генераторы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ должны выдавать сигналы по форме идентичные передаваемым сигналам, ожидаемым на входе приемника; поэтому эти генераторы должны синхронизироваться приходящими сигналами, а это сделать довольно трудно.

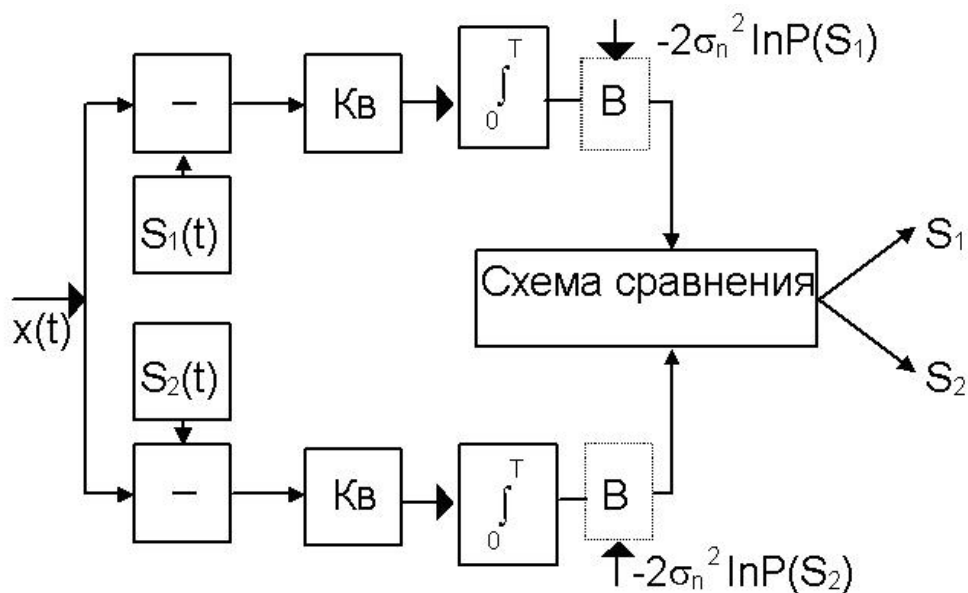


Рисунок 7.2 - Структурная схема оптимального приемника при разных вероятностях передачи сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$

Дискретная амплитудная модуляция – ДАМ.

Пусть сигналы $S_1(t) = A \cos \omega_0 t$ и $S_2(t) = 0$. Подставим $S_2 = 0$ в неравенство (7.3). Получим

$$\text{если } [x(t) - S_1(t)]^2 < [x(t) - 0]^2, \text{ то } S_1. \quad (7.5)$$

Преобразуем это выражение

$$x^2(t) - 2x(t)S_1(t) + S_1^2(t) < x^2(t), \text{ то } S_1.$$

Сокращая на $x^2(t)$, получим: если $x(t)S_1(t) > S_1^2(t)/2$, то S_1 или, окончательно, если $B_{xS_1}(0) > P_{S_1}/2$, то S_1 . (7.6)

Это - оптимальное правило решения приемника для известных сигналов с пассивной паузой. $B_{xS_1}(0)$ - функция взаимной корреляции сигнала на входе приемника $x(t)$ и ожидаемого сигнала $S_1(t)$, а P_{S_1} - мощность сигнала $S_1(t)$ на входе приемника.

В соответствии с правилом (7.6) структурная схема приемника примет вид (рисунок 7.3). В отличие от схемы (рисунок 7.1) здесь вместо вычитания производится перемножение входного сигнала $x(t)$ на опорное напряжение местного генератора сигналов $S_1(t)$ (в данном случае $S_1(t) = A \cos \omega_0 t$). Приведенная схема называется корреляционным приемником, так как вычисляется функция взаимной корреляции входного сигнала $x(t)$ и местного сигнала $S_1(t)$, а в схеме сравнения функция корреляции сравнивается с некоторым порогом x_0 , значение которого равно $0,5P_{S_1}$. Когда $P(S_1)$ не равно $P(S_2)$, то в соответствии с неравенством (7.4) значение порога становится равным $0,5P_{S_1} + \sigma_n^2 \ln P(S_1)$.

Правило решения (7.6) имеет простой физический смысл. Если функция взаимной корреляции сигнала $x(t)$ и сигнала $S_1(t)$ достаточно велика, значит $x(t)$ кроме помехи содержит также сигнал $S_1(t)$ и приемник выдает сигнал $S_1(t)$. Если же эта функция взаимной корреляции достаточно мала, значит $x(t)$ не содержит сигнала $S_1(t)$, т.е. $x(t)$ содержит только одну помеху. В этом случае приемник выдает сигнал $S_2(t)$.

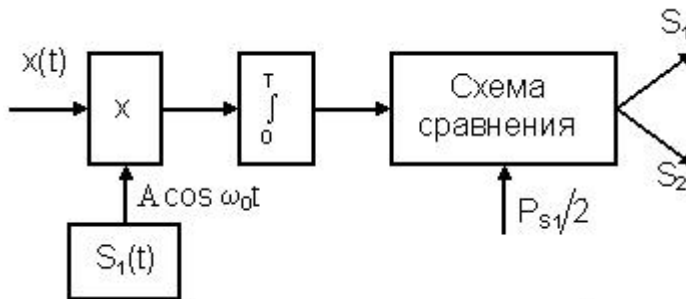


Рисунок 7.3 - Структурная схема когерентного приемника ДАМ сигналов

Недостатком рассмотренной схемы является то, что для ее работы требуется знание мощности сигнала $S_1(t)$ на входе приемника. Однако очень часто эта мощность не является постоянной из-за замираний, изменения

остаточного затухания в линиях связи и пр. Устройство для измерения мощности сигнала $S_1(t)$ на входе приемника становится сложным и недостаточно точным, что затрудняет практическую реализацию оптимального правила решения.

Дискретная частотная модуляция – ДЧМ.

Пусть $S_1(t) = A \cos w_1 t$, $S_2(t) = A \cos w_2 t$.

Преобразуем выражение (7.3):

если $x_2(t) - 2x(t)S_1(t) + S_{21}(t) < x_2(t) - 2x(t)S_2(t) + S_{22}(t)$, то S_1 .

Здесь $S_{21}(t) = S_{22}(t)$, так как это мощности сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$, а эти мощности равны между собой из-за равенства амплитуд этих сигналов.

После очевидных сокращений получаем следующее оптимальное правило решения: если $x(t)S_1(t) > x(t)S_2(t)$, то S_1

или, более кратко: если $B_x S_1(0) > B_x S_2(0)$, то S_1 .

Смысл полученного выражения очевиден: если функция взаимной корреляции входного сигнала $x(t)$ и сигнала $S_1(t)$ больше, чем функция взаимной корреляции сигналов $x(t)$ и $S_2(t)$, то $x(t)$ содержит, кроме помехи, сигнал $S_1(t)$.

Сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, используемые для вычисления функций взаимной корреляции, должны генерироваться в схеме приемника и совпадать по частоте и фазе с оптимальными сигналами, которые поступают или могут поступать на вход приемника.

Схема, реализующая правило решения (7.7), также называется корреляционным приемником и приведена на рисунке 7.4.

Схема содержит два коррелятора по числу передаваемых сигналов. При приеме сигналов ДЧМ местные генераторы генерируют сигналы $A \cos w_1 t$ и $A \cos w_2 t$.

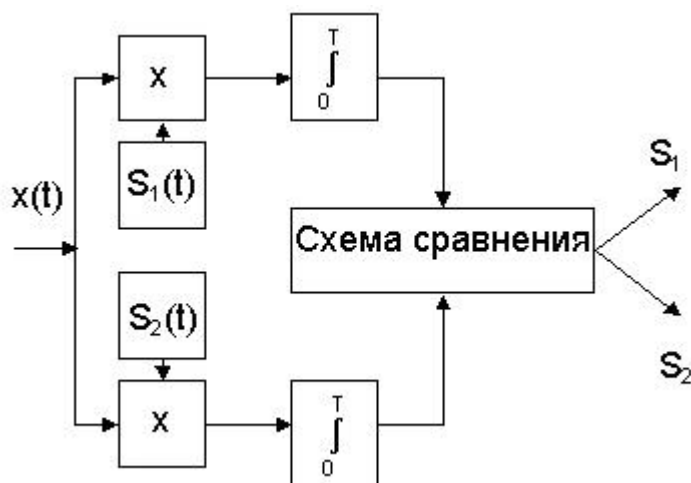


Рисунок 7.4 - Структурная схема когерентного приемника ДЧМ сигналов

Если вероятности передачи сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ не одинаковы, т.е.

$P(S_1)$

не равно $P(S_2)$, то неравенство (7.7) принимает несколько другой вид

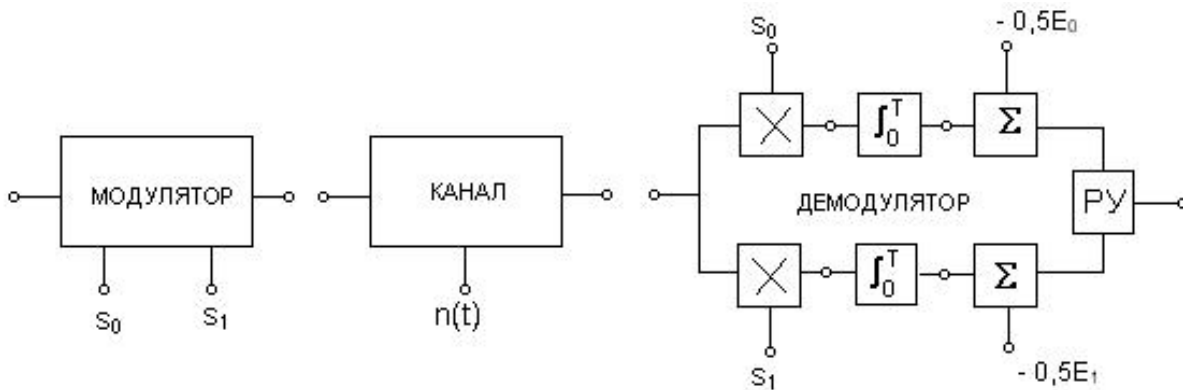
$$x(t)S_1(t) - \sigma_n^2 \ln P(S_1) > x(t)S_2(t) - \sigma_n^2 \ln P(S_2), \text{ то } S_1, \quad (7.8)$$

а в структурной схеме (рисунок 7.4) перед схемой сравнения добавляются выравнивающие устройства, аналогично показанным на рисунке 7.2.

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком "МОДУЛЯТОР - ДЕМОДУЛЯТОР", функциональная схема которого приведена на рисунке 7.5.

Источником цифрового сигнала является КОДЕР-1, который выдает периодическую последовательность из пяти символов. С помощью тумблеров можно установить любую пятиэлементную кодовую комбинацию, которая индицируется линейкой из пяти светодиодных индикаторов с надписью "ПЕРЕДАНО". В блоке МОДУЛЯТОР происходит модуляция (манипуляция) двоичными символами "высокочастотных" колебаний по амплитуде, частоте или фазе, в зависимости от положения переключателя "ВИД МОДУЛЯЦИИ" - АМ, ЧМ, ФМ или ОФМ. При "нулевом" положении



переключателя выход модулятора соединен с его входом (модуляция отсутствует).

Рисунок 7.5 - Функциональная схема сменного блока "модулятор - демодулятор"

КАНАЛ связи представляет собой сумматор сигнала с выхода модулятора и шума, генератор которого (ГШ) расположен в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. Внутренний генератор квазибелого шума, имитирующий шум канала связи, работает в той же полосе частот, в которой расположены спектры модулированных сигналов (12÷28 кГц).

ДЕМОДУЛЯТОР выполнен по когерентной схеме с двумя ветвями; коммутация видов модуляции - общая с модулятором. Поэтому эталонные сигналы S_0 и S_1 и пороговые напряжения в контрольных точках стенда изменяются автоматически при смене вида модуляции.

Знаками (X) на функциональной схеме обозначены аналоговые перемножители сигналов, выполненные на специализированных ИМС. Блоки интеграторов выполнены на операционных усилителях. Электронные ключи

(на схеме не показаны) разряжают конденсаторы интеграторов перед началом каждого символа.

Сумматоры (Σ) предназначены для введения пороговых значений напряжений, зависящих от энергии эталонных сигналов S_1 и S_0 .

Блок "РУ" - решающее устройство - представляет собой компаратор, то есть устройство, сравнивающее напряжения на выходах сумматоров. Само "решение", т.е. сигнал "0" или "1" подается на выход демодулятора в момент перед окончанием каждого символа и сохраняется до принятия следующего "решения". Моменты принятия "решения" и последующего разряда конденсаторов в интеграторах задаются специальной логической схемой, управляющей электронными коммутаторами.

Для демодуляции сигналов с ОФМ к схеме демодулятора ФМ добавляются блоки (на схеме не показаны), которые сравнивают предыдущее и последующее решения демодулятора ФМ, что позволяет сделать заключение о скачке фазы (или его отсутствии) в принимаемом символе. При наличии такого скачка на выход демодулятора подается сигнал "1", в противном случае - "0". В сменном блоке предусмотрен тумблер, переключающий начальную фазу (φ) опорного колебания (0 или π) – только для ФМ и ОФМ. Для нормальной работы демодулятора тумблер должен быть в нулевом положении.

При амплитудной манипуляции предусмотрена возможность ручной установки порога с целью изучения его влияния на вероятность ошибки в приеме символа. Оценка вероятности ошибки производится в ПК путем подсчета числа ошибок за определенное время анализа. Сами сигналы ошибки (в символе или «букве») формируются в специальном блоке стенда («КОНТРОЛЬ ОШИБОК»), расположенном ниже блока ЦАП. Для визуального контроля ошибок в стенде имеются светодиодные индикаторы.

В качестве измерительных приборов используются двухканальный осциллограф, встроенный вольтметр и ПК, работающий в режиме подсчета ошибок.

Домашнее задание

1 Изучите основные разделы темы по конспекту лекций и литературе: [3] с. 159÷174, 181÷191; [4] с. 165÷192.

Лабораторное задание

1 Наблюдайте осциллограммы сигналов в различных точках схемы демодулятора при отсутствии шума в канале.

2 Наблюдайте появление ошибок в работе демодулятора при наличии шума в канале. Оцените вероятность ошибки для АМ и ЧМ при фиксированном значении отношения сигнал/шум.

3 Получите зависимость вероятности ошибок при АМ от порогового

напряжения.

Методические указания

1 Работа демодулятора в условиях отсутствия помех.

1.1 Соберите схему измерений согласно рисунка 7.6. Тумблерами КОДЕРА - 1 наберите любую двоичную комбинацию из 5 элементов. Ручку регулятора “ПОРОГ АМ” установить в крайнее левое положение. При этом регулятор выключен и порог устанавливается автоматически при смене вида модуляции. Тумблер фазировки опорного колебания ДЕМОДУЛЯТОРА установить в положение "0". Соединить выход генератора шума (ГШ) в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ со входом $n(t)$ КАНАЛА связи. Потенциометр выхода генератора шума - в крайнем левом положении (напряжение шума отсутствует). Вход внешней синхронизации осциллографа соединить с гнездом С2 в блоке ИСТОЧНИКИ, а усилители вертикального отклонения лучей перевести в режим с открытым входом (для пропускания постоянных составляющих исследуемых процессов).

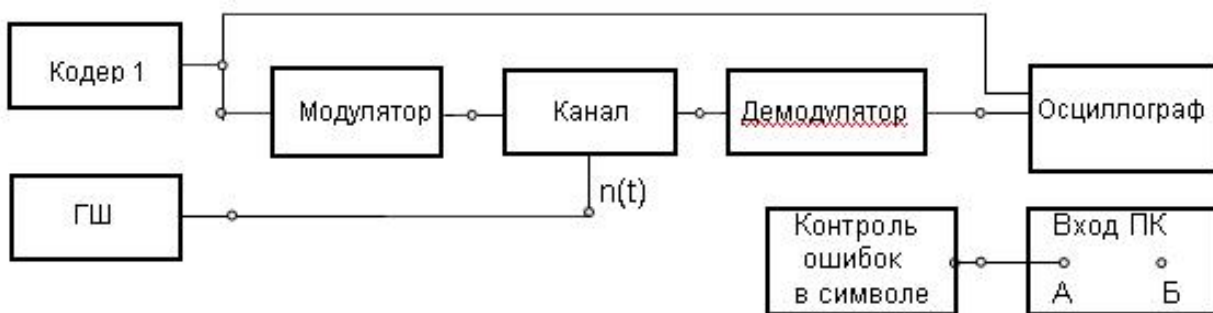


Рисунок 7.6 - Функциональная схема измерений

1.2 Кнопкой переключения видов модуляции установить вариант “0”, соответствующий сигналу на входе МОДУЛЯТОРА. Сняв осциллограмму этого сигнала и, не меняя режим развёртки осциллографа, выбрать вид модуляции (АМ). Зарисовать осциллограммы в контрольных точках демодулятора:

- на входе демодулятора;
- на выходах перемножителей (в одном масштабе по вертикальной оси);
- на выходах интеграторов (также в одном масштабе);
- на выходе демодулятора.

На всех полученных осциллограммах отметить положение оси времени (т.е. положение нулевого уровня сигнала). Для этого можно зафиксировать положение линии развёртки при замыкании входных зажимов осциллографа.

1.3 Повторить п.1.2 для другого вида манипуляции (ЧМ).

2 Работа демодулятора в условиях помех.

2.1 Переключателем ВИД МОДУЛЯЦИИ установить ФМ. Подключить

один из входов двухлучевого осциллографа к входу модулятора, а второй - к выходу демодулятора. Получите неподвижные осциллограммы этих сигналов.

2.2 Плавно увеличивая уровень шума (потенциометром ГШ) добиться появления редких «сбоев» на выходной осциллограмме или на входном табло ПРИНЯТО.

2.3 С помощью осциллографа измерить установленное отношение сигнал/шум. Для этого, последовательно отключая источник шума, измерить на входе демодулятора размах сигнала (в делениях на экране) - $2a$ - (т. е. двойная амплитуда сигнала), а отключая источник сигнала от входа канала и восстановив шумовой сигнал - измерить размах шума (также в делениях) - 6σ . Найденное отношение a/σ внести в таблицу 7.1.

2.4 Переключателем «Вид модуляции» устанавливать последовательно АМ, ЧМ, и ФМ, наблюдая по вспышкам светодиода "ОШИБКА" или по осциллограмме выходного сигнала демодулятора частоту появления ошибок. Результаты наблюдений внести в отчет.

2.5 Не изменяя уровень шума в канале, измерить вероятность ошибки демодулятора в приёме символа за конечное время анализа (т.е. оценку вероятности ошибки). Для этого привести ПК в режим измерения вероятности ошибки (см. ПРИЛОЖЕНИЕ) и установить время анализа $5 \div 10$ с. Начиная с ФМ, (а затем – ЧМ и АМ) определить число ошибок за время анализа и оценку вероятности ошибки. Полученные данные внести в таблицу 7.1.

Таблица 7.1

Время анализа - ...с		a/σ	
Вид модуляции	ФМ	ЧМ	АМ
Число ошибок			
Оценка вероятности ошибки			

3 Зависимость вероятности ошибки от порогового напряжения в демодуляторе при АМ.

3.1 Переключателем ВИД МОДУЛЯЦИИ установить АМ. Потенциометр выхода генератора шума установить на минимум. С помощью осциллографа, подключенного к выходу нижнего интегратора, измерить размах пилообразного напряжения по вертикали в вольтах – U_{max} .

3.2 Заготовить таблицу 7.2, предусмотреть в ней не менее 5 значений порога $U_{пор}$.

Таблица 7.2

Время анализа - ...с							
$U_{пор}$	0			$U_{max}/2$			U_{max}

Число ошибок.							
$P_{ош}$							

3.3 Потенциометром «Порог АМ» установить значение порога $U_{max} / 2$ (измеряя напряжение « $E_1/2$ » в контрольной точке демодулятора с помощью вольтметра постоянного напряжения). Увеличить уровень шума в канале до появления редких сбоев. Не меняя уровень шума, измерить оценку вероятности ошибки для этого порога ($U_{max} / 2$), а затем и для всех остальных значений $U_{пор}$. Построить график зависимости $P_{ош} = \varphi(U_{пор})$.

Отчёт

Отчёт должен содержать:

- 1 Функциональную схему измерений.
- 2 Осциллограммы, таблицы и графики по всем пунктам измерений.
- 3 Выводы по пунктам 2.4 и 3.3.

Контрольные вопросы

- 1 Каково назначение демодулятора в цифровой системе связи? В чем его основное отличие от демодулятора аналоговой системы?
- 2 Что такое скалярное произведение сигналов? Как оно используется в алгоритме работы демодулятора?
- 3 Можно ли в оптимальном демодуляторе применять согласованные фильтры?
- 4 Что такое "критерий идеального наблюдателя"?
- 5 Что такое "правило максимума правдоподобия"?
- 6 Как выбирается порог решающего устройства? Что будет, если его изменить?
- 7 Каков алгоритм принятия решения в РУ?
- 8 Объясните назначение каждого блока демодулятора.
- 9 Как можно рассчитать $P_{ош}$ теоретически и измерить экспериментально?
- 10 Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для АМ.
- 11 Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ЧМ.
- 12 Объясните разницу в помехоустойчивости систем связи с разными видами модуляции.
- 13 Объяснить осциллограммы, полученные в разных контрольных точках демодулятора (для одного из видов модуляции).

Лабораторная работа № 8

"Исследование оптимальных когерентных демодуляторов ФМ и ОФМ сигналов"

Цель работы : изучение принципа действия демодуляторов ФМ и ОФМ сигналов. Изучение влияния фазы опорного колебания на работу демодулятора. Работа демодулятора в условиях помех.

Краткие сведения из теории

Общие теоретические сведения о принципах построения оптимального приемника изложены в лабораторной работе № 7.

Дискретная фазовая модуляция (ДФМ).

Схема для приема сигналов ДЧМ (рисунок 7.4) пригодна для приема сигналов дискретной фазовой модуляции (ДФМ), если в качестве опорных сигналов использовать сигналы $S_1(t) = A \cos \omega_0 t$ и $S_2(t) = -A \cos \omega_0 t$. Структурная схема приемника сигналов ДФМ показана на рисунке 8.1.

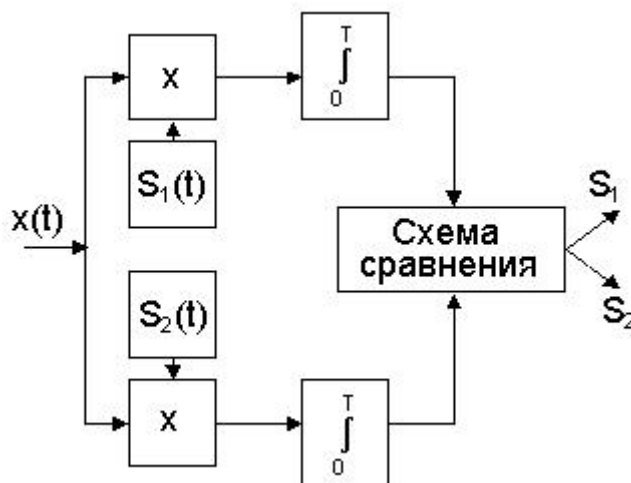


Рисунок 8.1 - Структурная схема когерентного приемника сигналов ДФМ

Однако для приема сигналов ДФМ схему (рисунок 8.1) можно упростить, если использовать один общий коррелятор (рисунок 8.2).

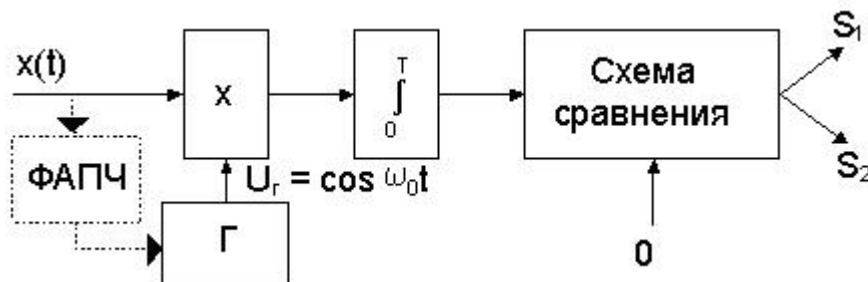


Рисунок 8.2 - Упрощенная схема приемника ДФМ

Если $x(t)$ содержит сигнал $S_1(t) = A \cos \omega_0 t$, на выходе интегратора имеем напряжение, равное $B_x U_c(0) > 0$. Если же $x(t)$ содержит сигнал $S_2(t) = -A \cos \omega_0 t$, то на выходе интегратора имеем напряжение, равное $B_x U_c(0) < 0$. Напряжение на выходе интегратора сравнивается с пороговым напряжением, равным нулю, и в зависимости от результатов сравнения схемы выдает сигналы S_1 или S_2 .

В рассмотренных здесь корреляционных приемниках осуществляется когерентный прием сигналов, поэтому применяемые в приемниках генераторы должны выдавать опорные сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, совпадающие с аналогичными принимаемыми сигналами с точностью до фазы. Поэтому для работы рассмотренных здесь корреляционных приемников требуется синхронизация местных генераторов сигналов. На рисунке 8.2, например, пунктиром показана цепь синхронизации опорного генератора G входным сигналом $x(t)$ с помощью специального устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Однако приемники сигналов ДФМ обладают существенным недостатком. Основной недостаток – потеря тактовой частоты при передаче длинной серии нулей. На приемной стороне при демодуляции принятый сигнал сравнивается с опорным сигналом, при этом если фазы совпадают, то была 1, нет – 0. Если фаза опорного сигнала изменится на 180° , то 1 будет воспринята как 0, а 0 как 1. Такой эффект называется “обратной работой” и именно по этой причине фазовая модуляция не нашла широкого применения в технике ПДС.

Дискретная относительная фазовая модуляция (ДОФМ).

Исключение явления “обратной работы” обеспечивается дискретной относительной фазовой модуляцией. При ДОФМ отсчет фазы передаваемого сигнала производится не относительно несущей, а относительно предыдущего элемента. При модуляции единицы, фаза элементов меняется на противоположную, при нуле остается такая же, как у предыдущего.

Таким образом, требование долговременной стабильности частоты (фазы) замещается стабильностью частоты (фазы) за время посылки одного символа.

Следует отметить, что фаза первого элемента неопределенна, так как для него нет предыдущего. Поэтому прием начинается со второго элемента.

Прием сигналов ДОФМ возможен двумя способами:

1) способом сравнения фаз (некогерентный прием)

Схема приемника сигналов ДОФМ методом сравнения фаз приведен на рисунке 8.3.

Элемент памяти задерживает сигнал на один единичный интервал. ФД - сравнивает сигнал с предыдущим - задержанным. Решающее устройство (РУ) определяет, если фазы совпадают, то принят “0”, если нет, то “1”.

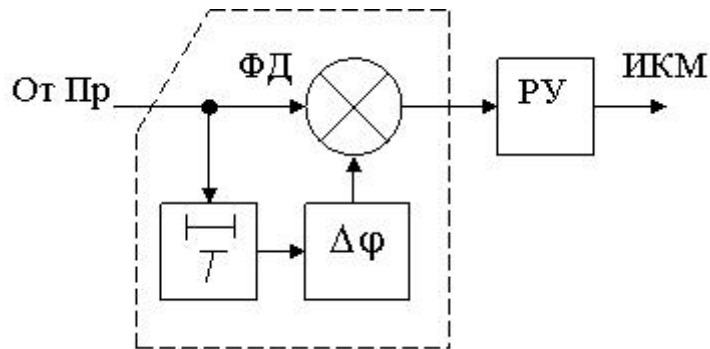


Рисунок 8.3 - Схема приемника сигналов ДОФМ по методу сравнения фаз

2) способом сравнения полярностей (когерентный прием)

Схема приемника сигналов ДОФМ методом сравнения полярностей приведен на рисунке 8.4.

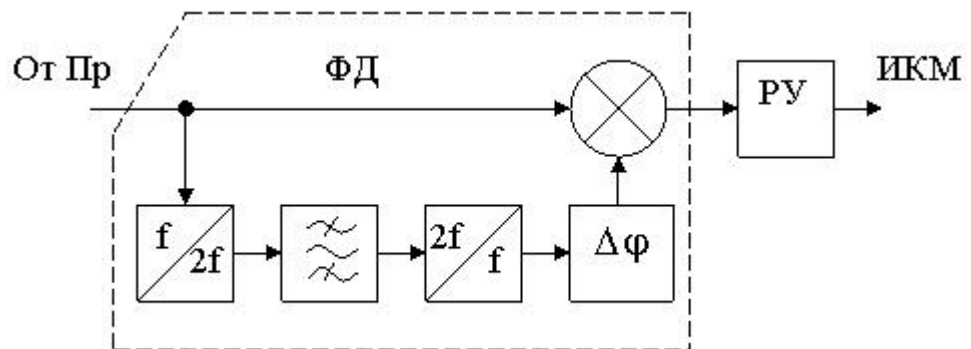


Рисунок 8.4 - Схема приемника сигналов ДОФМ по методу сравнения полярностей

В данном случае опорный сигнал формируется из его рабочей последовательности путем умножения несущей частоты на два и ее последующего деления на два (для устранения фазового сдвига в опорном колебании). Далее идет сравнение фазы каждого единичного элемента с фазой опорного, как у ДФМ и решающее устройство по знаку полярности сигнала на выходе перемножителя определяет исходную последовательность. Так как информация заложена в изменении фазы относительно предыдущего, то “обратной работы” не будет. Однако при ошибке в одном элементе вылетают два, этот и последующий, который с ним сравнивается.

Сравнение способов приема сигналов ДОФМ.

В “сравнении фаз” при принятии решения используют два сигнала с помехой. В “сравнении полярностей” один сигнал с помехой и один “чистый” - опорный. Поэтому “полярный” приемник достовернее.

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком "МОДУЛЯТОР - ДЕМОДУЛЯТОР", функциональная схема которого приведена на рисунке 8.5.

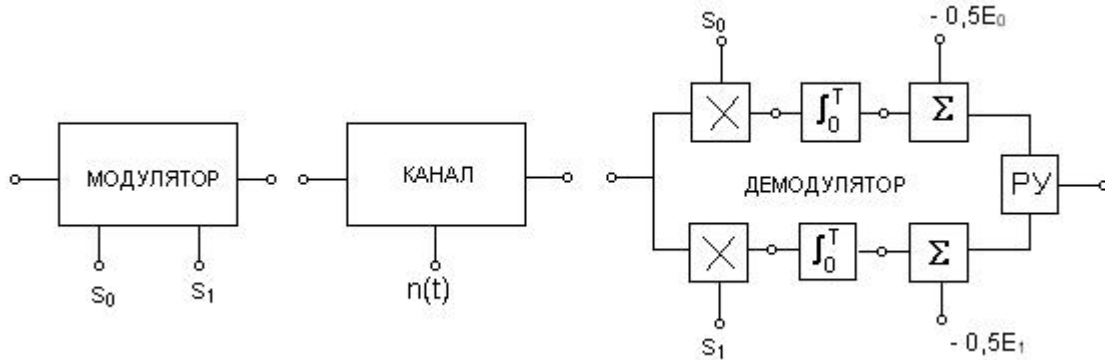


Рисунок 8.5 - Функциональная схема сменного блока "модулятор - демодулятор"

Источником цифрового сигнала является КОДЕР-1, который выдает периодическую последовательность из пяти символов. С помощью тумблеров можно установить любую пятиэлементную кодовую комбинацию, которая индицируется линейкой из пяти светодиодных индикаторов с надписью "ПЕРЕДАНО". В блоке МОДУЛЯТОР происходит модуляция (манипуляция) двоичными символами "высокочастотных" колебаний по амплитуде, частоте или фазе, в зависимости от положения переключателя "ВИД МОДУЛЯЦИИ" - АМ, ЧМ, ФМ или ОФМ. При "нулевом" положении переключателя выход модулятора соединен с его входом (модуляция отсутствует).

КАНАЛ связи представляет собой сумматор сигнала с выхода модулятора и шума, генератор которого (ГШ) расположен в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. Внутренний генератор квазибелого шума, имитирующий шум канала связи, работает в той же полосе частот, в которой расположены спектры модулированных сигналов ($12 \div 28$ кГц).

ДЕМОДУЛЯТОР выполнен по когерентной схеме с двумя ветвями; коммутация видов модуляции - общая с модулятором. Поэтому эталонные сигналы S_0 и S_1 и пороговые напряжения в контрольных точках стенда изменяются автоматически при смене вида модуляции.

Знаками (X) на функциональной схеме обозначены аналоговые перемножители сигналов, выполненные на специализированных ИМС. Блоки интеграторов выполнены на операционных усилителях. Электронные ключи (на схеме не показаны) разряжают конденсаторы интеграторов перед началом каждого символа.

Сумматоры (Σ) предназначены для введения пороговых значений напряжений, зависящих от энергии эталонных сигналов S_0 и S_1 .

Блок "РУ" - решающее устройство - представляет собой компаратор, то

есть устройство, сравнивающее напряжения на выходах сумматоров. Само "решение", т.е. сигнал "0" или "1" подается на выход демодулятора в момент перед окончанием каждого символа и сохраняется до принятия следующего "решения". Моменты принятия "решения" и последующего разряда конденсаторов в интеграторах задаются специальной логической схемой, управляющей электронными коммутаторами.

Для демодуляции сигналов с ОФМ к схеме демодулятора ФМ добавляются блоки (на схеме не показаны), которые сравнивают предыдущее и последующее решения демодулятора ФМ, что позволяет сделать заключение о скачке фазы (или его отсутствии) в принимаемом символе. При наличии такого скачка на выход демодулятора подается сигнал "1", в противном случае - "0". В сменном блоке предусмотрен тумблер, переключающий начальную фазу (φ) опорного колебания (0 или π) – только для ФМ и ОФМ. Для нормальной работы демодулятора тумблер должен быть в нулевом положении.

При амплитудной манипуляции предусмотрена возможность ручной установки порога с целью изучения его влияния на вероятность ошибки в приеме символа. Оценка вероятности ошибки производится в ПК путем подсчета числа ошибок за определенное время анализа. Сами сигналы ошибки (в символе или «букве») формируются в специальном блоке стенда («КОНТРОЛЬ ОШИБОК»), расположенном ниже блока ЦАП. Для визуального контроля ошибок в стенде имеются светодиодные индикаторы.

В качестве измерительных приборов используются двухканальный осциллограф, встроенный вольтметр и ПК, работающий в режиме подсчета ошибок.

Домашнее задание

- 1 Изучите основные разделы темы по конспекту лекций и литературе: [3] с. 159÷174, 181÷191; [4] с. 165÷192.

Лабораторное задание

- 1 Наблюдайте осциллограммы сигналов в различных точках схемы демодулятора при отсутствии шума в канале.
- 2 Наблюдайте появление ошибок в работе демодулятора при наличии шума в канале.
- 3 Измерьте вероятность ошибки в приеме символа при фиксированном отношении сигнал/шум для разных видов модуляции.
- 4 Наблюдайте эффект "обратной работы" демодулятора при ФМ.

Методические указания

- 1 Работа демодулятора в условиях отсутствия помех.

1.1 Соберите схему измерений согласно рисунка 8.6. Тумблерами КОДЕРА – 1 наберите любую двоичную комбинацию из 5 элементов. Тумблер фазировки опорного колебания ДЕМОДУЛЯТОРА установить в положение "0". Соединить выход генератора шума (ГШ) в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ с входом $n(t)$ КАНАЛА связи. Потенциометр выхода генератора шума - в крайнем левом положении (напряжение шума отсутствует). Вход внешней синхронизации осциллографа соединить с гнездом С2 в блоке ИСТОЧНИКИ, а усилители вертикального отклонения лучей перевести в режим с открытым входом (для пропускающих постоянных составляющих исследуемых процессов).

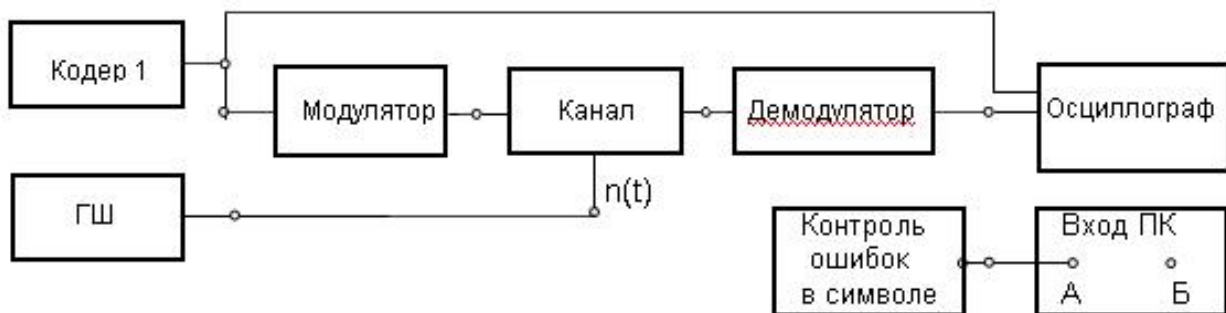


Рисунок 8.6 - Функциональная схема измерений

1.2 Кнопкой переключения видов модуляции установить вариант "0", соответствующий сигналу на входе МОДУЛЯТОРА. Сняв осциллограмму этого сигнала и, не меняя режим развёртки осциллографа, выбрать один из видов модуляции (ФМ). Зарисовать осциллограммы в следующих контрольных точках демодулятора:

- на входе демодулятора;
- на выходах перемножителей (в одном масштабе по вертикальной оси);
- на выходах интеграторов (также в одном масштабе);
- на выходе демодулятора.

На всех полученных осциллограммах отметить положение оси времени (т. е. положение нулевого уровня сигнала). Для этого можно зафиксировать положение линии развёртки при замыкании входных зажимов осциллографа.

1.3 Повторить п. 1.2 для другого вида манипуляции (ОФМ).

1.4 Переключая виды модуляции, наблюдайте, как меняются сигналы на выходах интеграторов.

1.5 Установите вид модуляции ФМ. Зарисуйте осциллограммы сигналов на входе МОДУЛЯТОРА и выходе ДЕМОДУЛЯТОРА при двух положениях тумблера фазировки опорного колебания - 0^0 и 180^0 . Обратите внимание на состояние светодиодного индикатора ОШИБКА В СИМВОЛЕ. Зафиксируйте в отчете роль фазировки опорного колебания для работы демодулятора

ФМ. 1.6 Повторите пункт 1.5 для ОФМ.

2 Работа демодулятора в условиях помех.

2.1 Переключателем ВИД МОДУЛЯЦИИ установить ФМ. Подключить

один из входов двухканального осциллографа к входу модулятора, а второй - к выходу демодулятора. Получите неподвижные осциллограммы этих сигналов.

2.2 Плавно увеличивать потенциометром ГШ напряжение шума, добиваясь появления редких сбоях на выходной осциллограмме или на табло «ПРИНЯТО» редкие вспышки светодиода "ОШИБКА".

2.3 С помощью осциллографа измерить установленное отношение сигнал/шум. Для этого, последовательно отключая источник шума, измерить на входе демодулятора размах сигнала (в делениях на экране) - $2a$ - (т. е. двойная амплитуда сигнала), а отключая источник сигнала от входа канала и восстановив шумовой сигнал - измерить размах шума (также в делениях) - 6σ . Найденное отношение a/σ внести в таблицу 8.1.

2.4 Пользуясь методикой измерения оценки вероятности ошибки, изложенной в п.2.5 лабораторной работы № 7, определить число ошибок и $P_{ош}$ для ФМ и ОФМ. Полученные данные внести в таблицу 8.1.

Таблица 8.1

$a/\sigma=...$	Время анализа ...с	
Вид модуляции	ФМ	ОФМ
Число ошибок		
Оценка вероятности ошибки		

Отчёт

Отчёт должен содержать:

- 1 Функциональную схему измерений.
- 2 Осциллограммы по пунктам измерений, таблицу.
- 3 Выводы по пунктам 1.5, 1.6, и 2.5.

Контрольные вопросы

- 1 Каково назначение демодулятора в цифровой системе связи? В чем его основное отличие от демодулятора аналоговой системы?
- 2 Что такое скалярное произведение сигналов? Как оно используется в алгоритме работы демодулятора?
- 3 Можно ли в оптимальном демодуляторе применять согласованные фильтры?
- 4 Что такое "критерий идеального наблюдателя"?
- 5 Что такое "правило максимума правдоподобия"?
- 6 Как выбирается порог решающего устройства? Что будет, если его изменить?
- 7 Каков алгоритм принятия решения в РУ?
- 8 Объясните назначение каждого блока демодулятора.

9 Почему фазовая манипуляция не получила широкого распространения в системах связи?

10 Что такое "обратная работа демодулятора"?

11 Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ФМ.

12 Алгоритм оптимального демодулятора и его функциональная схема для ОФМ.

13 Объясните разницу в помехоустойчивости систем связи с разными видами модуляции.

14 Как можно получить опорное колебание из принимаемого сигнала для ФМ и ОФМ?

Лабораторная работа № 9

"Исследование помехоустойчивости системы связи при разных видах модуляции"

Цель работы: измерение оценок вероятности ошибки в приёме символа при разных видах модуляции и разных отношениях сигнал/шум.

Краткие сведения из теории

Для передачи элементов двоичного кода (0 и 1) обычно используются сигналы с дискретной амплитудной модуляцией (АМ), частотной модуляцией (ЧМ) и фазовой модуляцией (ФМ) или относительной фазовой модуляцией (ОФМ).

В процессе передачи элементы кода искажаются помехами, причем, наблюдаются ошибки двоякого рода:

1) При передаче элемента 0 может быть принят элемент 1, вероятность такого события (перехода $0 \rightarrow 1$) обозначим через $p(1/0)$.

2) При передаче элемента 1 может быть принят элемент 0, вероятность такого события (перехода $1 \rightarrow 0$) обозначим через $p(0/1)$.

Полная вероятность ошибки определяется по формуле

$$P_{\text{ош}} = P(0) \times p(1/0) + P(1) \times p(0/1) \quad (9.1)$$

В дальнейшем будем считать, что априорные вероятности передачи элементов кода равны, то есть $P(0) = P(1) = 0.5$, при этом

$$P_{\text{ош}} = 0.5 \times [p(1/0) + p(0/1)] \quad (9.2)$$

Помеху в канале связи будем считать флюктуационной с нормальным законом распределения мгновенных значений

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (9.3)$$

где:

\bar{x} - среднее значение (постоянная составляющая) случайного процесса,

σ^2 - дисперсия случайного процесса (мощность переменной составляющей, выделяемая на сопротивлении 1 Ом).

Помехоустойчивость приема сигналов АМ, ЧМ, ФМ в указанных выше условиях можно определить, вычисляя среднюю вероятность ошибки следующим образом.

Амплитудная модуляция.

Элементами сигнала АМ являются посылки (кодовый элемент "1") и паузы (кодовый элемент "0")

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= a \times \sin \omega_0 t \\ S_2(t) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad 0 \leq t \leq T$$

где T - длительность элемента сигнала.

Некогерентный прием.

Прием сигнала АМ в этом случае осуществляется путем сравнения уровня сигнала после амплитудного детектора (детектора огибающей) с некоторым пороговым уровнем $U_{\text{порог}}$ (рисунок 9.1). Решающее устройство

работает по следующему правилу: если напряжение на выходе детектора превышает $U_{\text{порог}}$, то на выходе решающего устройства принимается решение о приеме сигнала «1», в противном случае – решение о приеме сигнала «0».



Рисунок 9.1 - Структурная схема некогерентного приемника АМ сигналов

Ошибки возникают в случаях:

- 1) При передаче посылки огибающая суммы сигнала и помехи (E_{cn}) оказывается меньше порогового уровня (переход $1 \rightarrow 0$).
- 2) При передаче паузы огибающая помехи E_n оказывается больше $U_{\text{порог}}$ (переход $0 \rightarrow 1$).

Аналитически вероятность ошибки можно записать в следующем виде

$$\left. \begin{aligned} p(0/1) &= \int_0^{U_n} \omega(E_{cn}) dE_{cn}; \\ p(1/0) &= \int_{U_n}^{\infty} \omega(E_n) dE_n; \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

где:

$$\omega(E_n) = \frac{E_n^2}{\sigma^2} \times \exp\left[-\frac{E_n^2}{2\sigma^2}\right]$$

– релеевский закон распределения плотности вероятности помехи;

$$\omega(E_{cn}) = \frac{E_{cn}}{\sigma^2} \times \exp\left[-\frac{E_{cn}^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] \times I_0\left[\frac{E_{cn} \times a}{\sigma^2}\right]$$

– закон Райса распределения плотности вероятности сигнала + помехи.
Средняя вероятность ошибки с учетом (9.2) и (9.4) равна

$$P_{\text{ошАМ}} = 0.5 \times \left[\int_0^{U_n} \omega(E_{cn}) dE_{cn} + \int_{U_n}^{\infty} \omega(E_n) dE_n \right] \quad (9.5)$$

Значение $P_{\text{ошАМ}}$ зависит от порогового уровня $U_{\text{порог}}$. Можно показать, что вероятность ошибки минимальна, когда

$$U_n = \frac{1}{2} a,$$

(если $a^2 \gg \sigma^2$)

После вычисления интеграла (9.5) получим

$$P_{\text{ош.АМ}} = 0.5 \times \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{h}{\sqrt{2}} \right) \right] + \exp \left(-\frac{h^2}{4} \right) \right\} \quad (9.6)$$

где:

$h^2 = \frac{a^2}{2\sigma^2}$ - отношение мощностей сигнала и помехи (отношение сигнал/шум);

$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \times \int_0^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ - табулированный интеграл вероятностей.

Если $h^2 \gg 1$, то $P_{\text{ош.АМ}} \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{4}}$ (9.7)

Максимальная помехоустойчивость при приеме сигналов АМ наблюдается в том случае, если перед детектором применяется оптимальная фильтрация сигналов. При этом обеспечивается максимальное отношение сигнал/шум, равное

$$h_0^2 = \frac{a^2 \times T}{2 \times N_0}$$

где: $\frac{a^2 \times T}{2} = E$ - энергия принимаемых посылок,

N_0 - спектральная плотность помехи.

Когерентный прием.

При когерентном приеме применяется синхронный детектор, который устраняет ортогональную составляющую вектора помехи (рисунок 9.2).



Рисунок 9.2 - Структурная схема когерентного приемника АМ сигналов

Составляющая помехи $x = E_n \times \cos \Theta$ имеет нормальный закон распределения и мощность $\overline{x^2} = \sigma^2$. Поэтому вероятность искажения посылки $p(0/1)$ и вероятность искажения паузы $p(1/0)$ будут равны

$$p(0/1) = \int_0^{U_n} W(x/a) dx \quad \text{и} \quad p(1/0) = \int_{U_n}^{\infty} W(x) dx$$

где:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{и} \quad W(x/a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right]$$

- плотности распределения вероятностей сигналов на выходе детектора при приеме посылки и паузы.

Средняя вероятность ошибки

$$P_{\text{ошАМ}} = 0.5 \times \left[\int_0^{U_n} W(x/a) dx + \int_{U_n}^{\infty} W(x) dx \right] \quad (9.8)$$

Если $U_n = \frac{1}{2}a$, вероятность ошибки минимальна и равна

$$P_{\text{ошАМ}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{h}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (9.9)$$

где $h^2 = \frac{a^2}{2\sigma^2}$ - отношение сигнал/шум.

Максимальная (потенциальная) помехоустойчивость приема сигналов АМ имеет место, когда после детектора осуществляется оптимальная фильтрация сигнала. При этом достигается максимальное отношение сигнал/шум

$$h_0^2 = \frac{a^2 T}{2N_0}$$

Частотная модуляция.

Элементами сигнала при ЧМ являются

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= a \times \sin \omega_1 t \\ S_2(t) &= a \times \sin \omega_2 t \end{aligned} \right\} \quad 0 \leq t \leq T$$

В приемнике сигналы разделяются с помощью фильтров, настроенных на частоты ω_1 и ω_2 с последующим детектированием.

Некогерентный прием.

При приеме сигналов ЧМ (рисунок 9.3) в одном из фильтров всегда присутствует сумма сигнала и помехи, а в другом только помеха. Ошибка при регистрации сигнала, очевидно, будет в том случае, когда огибающая помехи в фильтре без сигнала превысит огибающую суммы сигнала и помехи в фильтре с сигналом.

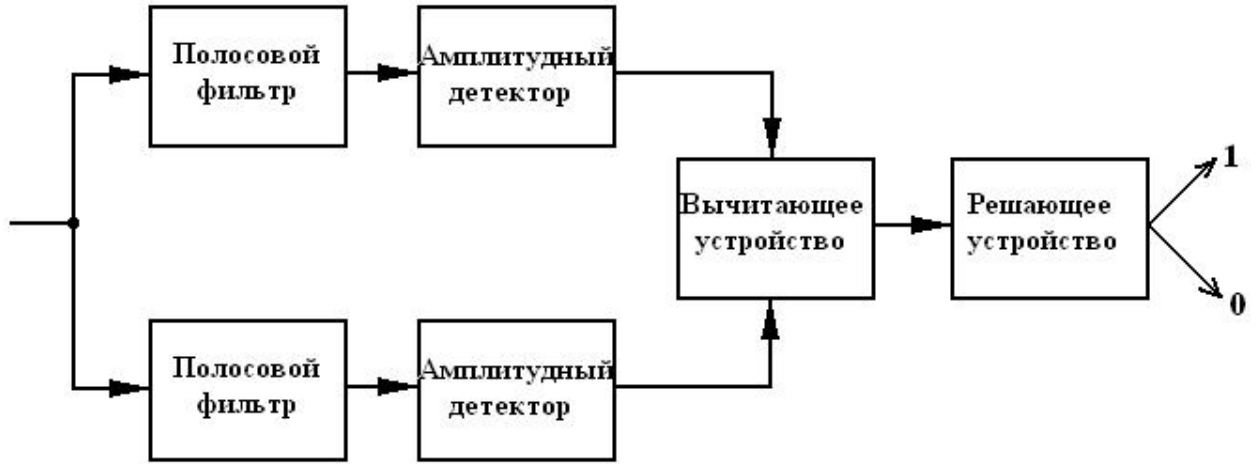


Рисунок 9.3 - Структурная схема некогерентного приемника ЧМ сигналов

Учитывая, что мощности сигналов и помехи в каждом из фильтров одинаковы (канал симметричный), вероятности искажения "1" и "0" будут одинаковы, т.е. $p(0/1) = p(1/0)$. Вероятность того, что огибающая помехи в фильтре без сигнала будет больше огибающей суммы сигнала и помехи в другом фильтре, равна

$$p(E_n > E_{cn}) = \int_{E_{cn}}^{\infty} W(E_n) dE_n \quad (9.10)$$

В выражении (9.10) огибающая суммы сигнала и помехи является случайной величиной, имеющей обобщенный закон распределения Релея. Поэтому для определения вероятности ошибки необходимо усреднить вероятность $p(E_n > E_{cn})$ по всем значениям E_{cn}

$$p(0/1) = p(1/0) = \int_0^{\infty} W(E_{cn}) p(E_n > E_{cn}) dE_{cn} = \int_0^{\infty} W(E_{cn}) \left[\int_{E_{cn}}^{\infty} W(E_n) dE_n \right] dE_{cn}$$

Подставляя вместо $W(E_{cn})$ и $W(E_n)$ их значения и вычисляя интеграл, получим

$$p(0/1) = p(1/0) = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}$$

где: h^2 - отношение сигнал/шум на выходе фильтра с сигналом.
Средняя вероятность ошибки равна

$$P_{\text{ош ЧМ}} = 0.5 \times [p(1/0) + p(0/1)] = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}} \quad (9.11)$$

Максимальная помехоустойчивость достигается при приеме сигналов ЧМ в том случае, если осуществляется оптимальная фильтрация сигнала. При этом $h^2 = h_0^2$.

Когерентный прием.

При когерентном приеме сигналов ЧМ (рисунок 9.4) на помехоустойчивость влияют только синфазные с сигналом составляющие помех x_1 в фильтре ω_1 и x_2 в фильтре ω_2 . Эти составляющие имеют нормальный закон распределения амплитуд.

$$W(x_1) = W(x_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right]$$

и одинаковые дисперсии $\overline{x_1^2} = \overline{x_2^2} = \sigma^2$.

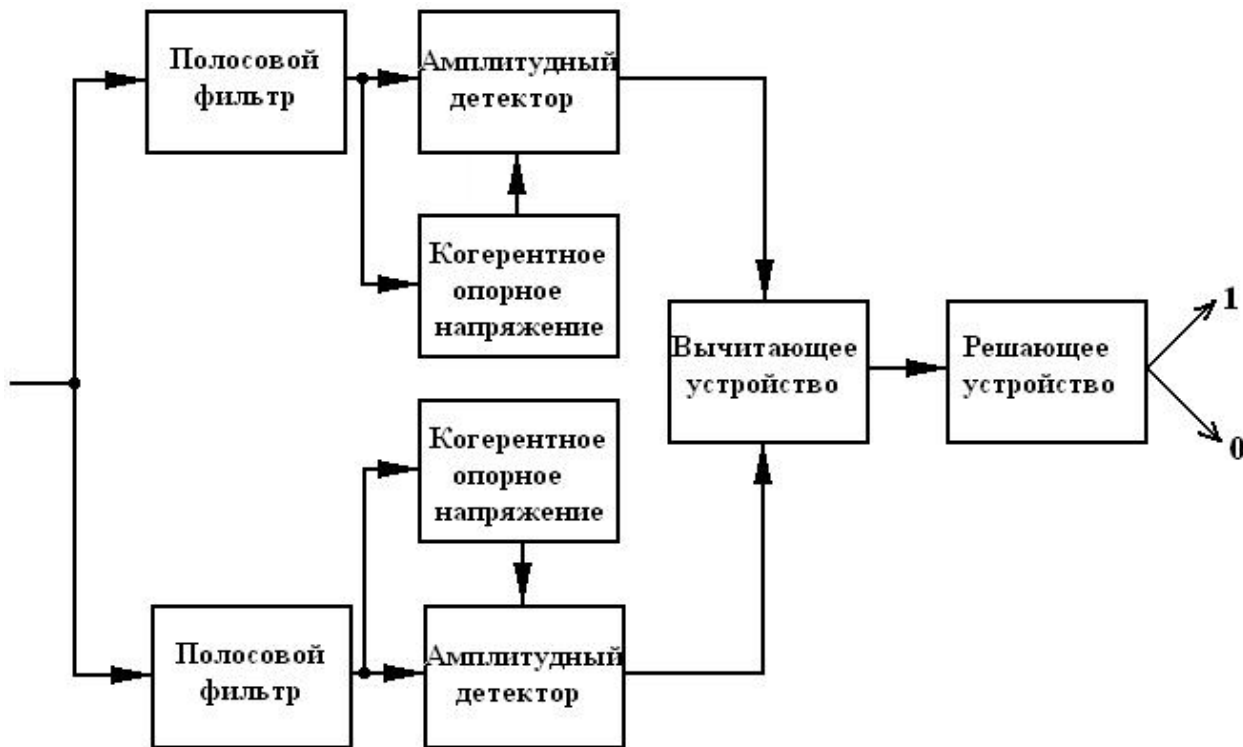


Рисунок 9.4 - Структурная схема когерентного приемника ЧМ сигналов

Вероятность превышения огибающей помехи в фильтре без сигнала x_2 огибающей суммы сигнала и помехи в фильтре с сигналом $a + x_1$ равна

$$P(x_2 > a + x_1) = \int_{a+x_1}^{\infty} W(x_2) dx_2$$

Для определения вероятности ошибки необходимо усреднить вероятность $P(x_2 > a + x_1)$ по всем значениям случайной величины:

$$p(0/1) = p(1/0) = \int_{-\infty}^{\infty} W(a+x_1) \left[\int_{a+x_1}^{\infty} W(x_2) dx_2 \right] dx_1 = 0.5[1 - \Phi(h)]$$

где h^2 - отношение сигнал/шум.

Средняя вероятность ошибки равна

$$P_{\text{ош. ЧМ}} = 0.5[p(0/1) + p(1/0)] = 0.5[1 - \Phi(h)] \quad (9.12)$$

Максимальная помехоустойчивость при когерентном приеме сигналов ЧМ достигается при оптимальной фильтрации сигналов, когда $h^2 = h_0^2$

Фазовая модуляция.

Элементами сигнала при ФМ являются

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= a \times \sin \omega_1 t \\ S_2(t) &= -a \times \sin \omega_1 t \end{aligned} \right\} 0 < t < T$$

Прием сигналов фазовой модуляции возможен только с помощью синхронного (когерентного) детектора (рисунок 9.5), различающего фазы сигналов.



Рисунок 9.5 - Структурная схема приемника ФМ сигналов

Вероятности переходов $p(1/0)$ и $p(0/1)$ при флюктуационной помехе в канале связи одинаковы и равны

$$p(0/1) = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \int_a^{\infty} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx = 0.5[1 - \Phi(\sqrt{2}h)]$$

Средняя вероятность ошибки

$$P_{\text{ош. ФМ}} = 0.5 \times [p(0/1) + p(1/0)] = 0.5[1 - \Phi(\sqrt{2}h)] \quad (9.13)$$

Максимальная помехоустойчивость сигнала ФМ достигается при оптимальной фильтрации сигналов, когда $h^2 = h_0^2$

Основным недостатком ФМ является так называемая «обратная работа». Если передаваемый символ исказится, например «1» будет принята как «0», то и все последующие символы будут искажены. Поэтому ФМ не нашла практического применения.

Относительная фазовая модуляция.

При ОФМ информация закладывается не в абсолютные значения фаз посылок, как это имеет место при ФМ, а в относительном значении фаз соседних посылок, т.е. в разность фаз двух посылок. Прием сигналов ОФМ может осуществляться двумя методами:

а) прием по методу сравнения фаз (рисунок 9.6)



Рисунок 9.6 - Структурная схема приемника ОФМ сигналов по методу сравнения фаз

Недостатком такого метода приема является то, что опорное колебание в данном случае также поражено шумом, как и информационный сигнал.

Вероятность ошибки при приеме сигналов ОФМ по методу сравнения фаз определяется выражением

$$P_{ошОФМ} = 0,5 \exp(-h_2) \quad (9.14)$$

б) прием по методу сравнения полярностей (рисунок 9.7)

При таком методе приема ошибка произойдет только тогда, когда полярность одной посылки (из двух соседних) определена неверно. Поэтому вероятность ошибки при приеме ОФМ сигналов по методу сравнения полярностей определяется выражением

$$P_{ошОФМ} = 2P_{ошФМ} (1 - P_{ошФМ}) = 0,5 [1 - \Phi_2(\sqrt{2}h)] \quad (9.15)$$

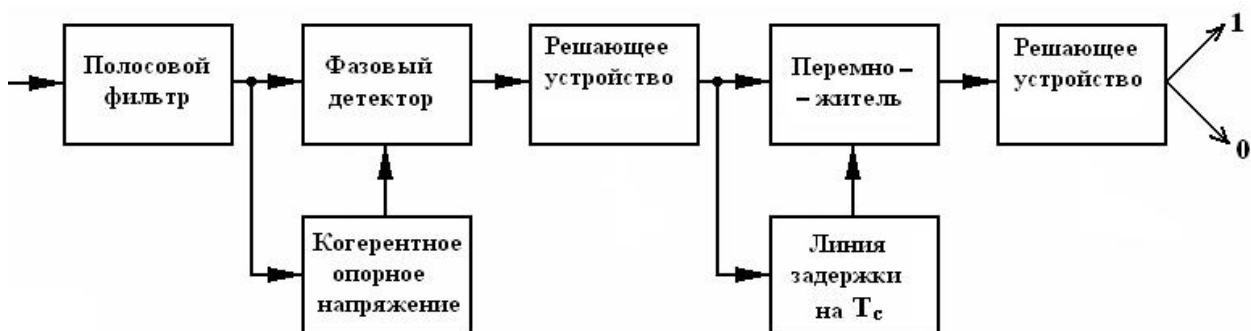


Рисунок 9.7 - Структурная схема приемника ОФМ сигналов по методу сравнения полярностей

При приеме сигналов ОФМ по методу сравнения полярностей помехоустойчивость приема выше, чем при приеме по методу сравнения фаз, что объясняется тем, что в схеме на рис. 9.7 опорное колебание дополнительно фильтруется и поражено шумом в меньшей степени, чем при приеме по методу сравнения фаз.

Сравнение помехоустойчивости различных видов модуляции.

Наименьшей помехоустойчивостью приема сигналов обладают некогерентные приемники АМ сигналов.

$$P_{ошАМ} = 0,5 \left\{ 0,5 \left[1 - \Phi \left(\frac{h}{\sqrt{2}} \right) \right] + e^{-\frac{h^2}{4}} \right\}.$$

При условии $h^2 \gg 1$

$$P_{ошАМ} \approx 0,5 e^{-\frac{h^2}{4}}.$$

Выше помехоустойчивость приема сигналов наблюдается в когерентных приемниках АМ сигналов

$$P_{ошАМ} = 0,5 \left[1 - \Phi \left(\frac{h}{\sqrt{2}} \right) \right].$$

Приемники ЧМ сигналов обладают более высокой помехоустойчивостью по сравнению с приемниками АМ сигналов. Причем когерентные приемники ЧМ сигналов обладают более высокой помехоустойчивостью, чем некогерентные.

Некогерентный прием

$$P_{ошЧМ} = 0,5 e^{-\frac{h^2}{4}}.$$

Когерентный прием

$$P_{ошЧМ} = 0,5 [1 - \Phi(h)].$$

Помехоустойчивость приема сигналов ФМ и ОФМ выше помехоустойчивости приема сигналов АМ и ЧМ и располагаются в следующем порядке (по мере возрастания помехоустойчивости):

- прием сигналов ОФМ методом сравнения фаз

$$P_{ошОФМ} = 0,5 e^{-h^2};$$

- прием сигналов ФМ

$$P_{ошФМ} = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2}h)];$$

- прием сигналов ОФМ методом сравнения полярностей

$$P_{\text{ошОФМ}} = 0,5[1 - \Phi^2(\sqrt{2}h)].$$

Краткая характеристика исследуемых цепей и сигналов

В работе используется универсальный стенд со сменным блоком "МОДУЛЯТОР - ДЕМОДУЛЯТОР", функциональная схема которого приведена на рисунке 9.8.

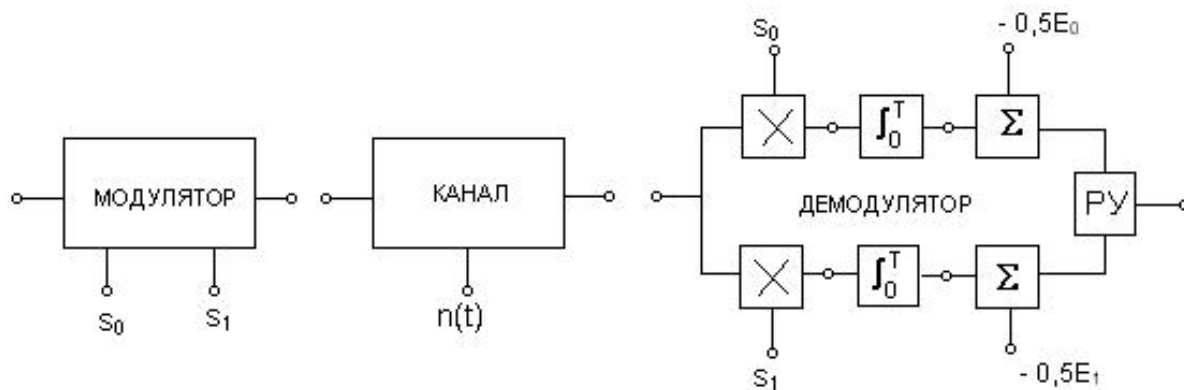


Рисунок 9.8 - Функциональная схема сменного блока "модулятор - демодулятор"

Источником цифрового сигнала является КОДЕР-1, который выдает периодическую последовательность из пяти символов. С помощью тумблеров можно установить любую пятиэлементную кодовую комбинацию, которая индицируется линейкой из пяти светодиодных индикаторов с надписью "ПЕРЕДАНО". В блоке МОДУЛЯТОР происходит модуляция (манипуляция) двоичными символами "высокочастотных" колебаний по амплитуде, частоте или фазе, в зависимости от положения переключателя "ВИД МОДУЛЯЦИИ" - АМ, ЧМ, ФМ или ОФМ. При "нулевом" положении переключателя выход модулятора соединен с его входом (модуляция отсутствует).

КАНАЛ связи представляет собой сумматор сигнала с выхода модулятора и шума, генератор которого (ГШ) расположен в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ. Внутренний генератор квазибелого шума, имитирующий шум канала связи, работает в той же полосе частот, в которой расположены спектры модулированных сигналов (12÷28 кГц).

ДЕМОДУЛЯТОР выполнен по когерентной схеме с двумя ветвями; коммутация видов модуляции - общая с модулятором. Поэтому эталонные сигналы s_0 и s_1 и пороговые напряжения в контрольных точках стенда изменяются автоматически при смене вида модуляции.

Знаками (X) на функциональной схеме обозначены аналоговые перемножители сигналов, выполненные на специализированных ИМС. Блоки интеграторов выполнены на операционных усилителях. Электронные ключи

(на схеме не показаны) разряжают конденсаторы интеграторов перед началом каждого символа.

Сумматоры (Σ) предназначены для введения пороговых значений напряжений, зависящих от энергии эталонных сигналов S_1 и S_0 .

Блок "РУ" - решающее устройство - представляет собой компаратор, то есть устройство, сравнивающее напряжения на выходах сумматоров. Само "решение", т.е. сигнал "0" или "1" подается на выход демодулятора в момент перед окончанием каждого символа и сохраняется до принятия следующего "решения". Моменты принятия "решения" и последующего разряда конденсаторов в интеграторах задаются специальной логической схемой, управляющей электронными коммутаторами.

Для демодуляции сигналов с ОФМ к схеме демодулятора ФМ добавляются блоки (на схеме не показаны), которые сравнивают предыдущее и последующее решения демодулятора ФМ, что позволяет сделать заключение о скачке фазы (или его отсутствии) в принимаемом символе. При наличии такого скачка на выход демодулятора подается сигнал "1", в противном случае - "0". В сменном блоке предусмотрен тумблер, переключающий начальную фазу (φ) опорного колебания (0 или π) – только для ФМ и ОФМ. Для нормальной работы демодулятора тумблер должен быть в нулевом положении.

При амплитудной манипуляции предусмотрена возможность ручной установки порога с целью изучения его влияния на вероятность ошибки в приеме символа. Оценка вероятности ошибки производится в ПК путем подсчета числа ошибок за определенное время анализа. Сами сигналы ошибки (в символе или «букве») формируются в специальном блоке стенда («КОНТРОЛЬ ОШИБОК»), расположенном ниже блока ЦАП. Для визуального контроля ошибок в стенде имеются светодиодные индикаторы.

В качестве измерительных приборов используются двухканальный осциллограф, встроенный вольтметр и ПК, работающий в режиме подсчета ошибок.

Домашнее задание

- 1 Изучите основные разделы темы по конспекту лекций и литературе: [3] с. 159÷174, 181÷191; [4] с. 165÷192.

Лабораторное задание

- 1 Снимите и постройте кривые помехоустойчивости для разных видов модуляции.

Методические указания

1 Соберите схему измерений согласно рисунка 9.9. Тумблерами КОДЕРА - 1 наберите любую двоичную комбинацию из 5 элементов. Ручку регулятора «ПОРОГ АМ» установить в крайнее левое положение. При этом регулятор выключен и порог устанавливается автоматически при смене вида модуляции. Тумблер фазировки опорного колебания ДЕМОДУЛЯТОРА установить в положение "0". Соединить выход генератора шума (ГШ) в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ с входом $n(t)$ КАНАЛА связи. Потенциометр выхода генератора шума - в крайнем левом положении (напряжение шума отсутствует). Вход внешней синхронизации осциллографа соединить с гнездом С2 в блоке ИСТОЧНИКИ, а усилители вертикального отклонения лучей перевести в режим с открытым входом (для пропускания постоянных составляющих исследуемых процессов).

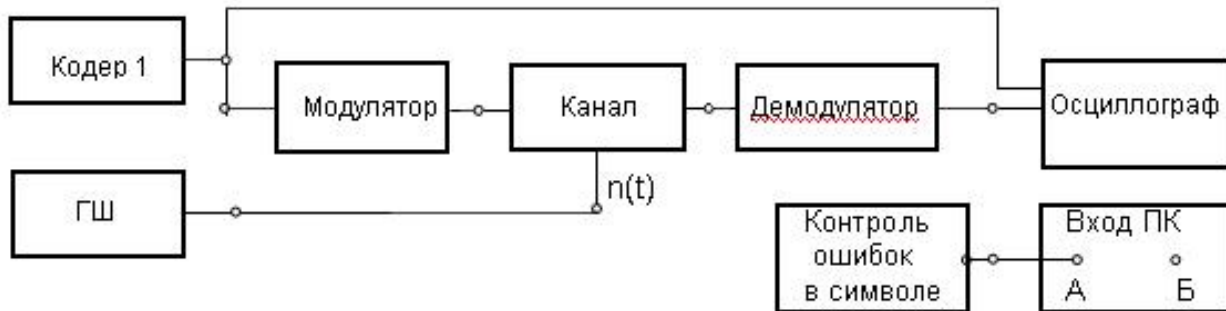


Рисунок 9.9 - Функциональная схема измерений

2 Установить вид модуляции ФМ. Ручками синхронизации осциллографа добиться неподвижных изображений на входе и выходе ДЕМОДУЛЯТОРА.

3 Подготовить таблицу 9.1. Установку требуемых значений a/σ производить по экрану осциллографа, подключенного к входу ДЕМОДУЛЯТОРА. Для этого следует:

3.1 Отключив ГШ от входа канала, ручками усиления вертикального отклонения осциллографа установить размах модулированного сигнала на экране 2 клетки (т.е. амплитуда $a = 1$ клетке). В ходе дальнейшей работы положение этих ручек осциллографа не менять!

3.2 Восстановить шумовое напряжение на входе $n(t)$.

3.3 Отключить сигнал от входа КАНАЛА, убрав переключку между МОДУЛЯТОРОМ и КАНАЛОМ.

3.4 Ручкой регулятора уровня ГШ установить на экране осциллографа ширину шумовой «дорожки» равную 6 клеток. Согласно правилу «трёх сигма» для гауссовского процесса ширина этой дорожки примерно равна 6σ , то есть $6\sigma = 6$ клеток, или $\sigma = 1$ клетке.

3.5 Восстановить сигнал на входе КАНАЛА. Так как $a = 1$ клетке, как было выставлено ранее, то соотношение в смеси сигнал/шум составит

$$a/\sigma = 1.$$

Таблица 9.1.

a/σ		1	2	3	10
$P_{ош}$	АМ				
	ЧМ				
	ФМ				
	ОФМ				

4 Подготовить ПК к работе в режиме подсчета ошибки (см. ПРИЛОЖЕНИЕ).

Установив на ПК время анализа в пределах $5 \div 7$ с (и не меняя его в дальнейшем), произвести измерение оценки вероятности ошибки – $P_{ош}$. Полученное значение внести в таблицу 9.1. Не меняя a/σ , повторить п. 4 для других видов модуляции.

5 Установить новое соотношение a/σ по методике, рассмотренной в пп.3.1 - 3.4, причём в п. 3.4 надо установить новую (меньшую) ширину шумовой «дорожки». Например, для $a/\sigma = 2$, эту ширину следует установить в 2 раза меньше, т.е. $6\sigma = 3$ клетки, следовательно $\sigma = 0,5$ клетки. После восстановления сигнала на входе КАНАЛА соотношение сигнал/шум на входе ДЕМОДУЛЯТОРА окажется $a/\sigma = 1/0,5 = 2$ (т.к. $a = 1$ клетке), если не менялась настройка осциллографа.

Проведя измерения $P_{ош}$ для всех видов модуляции и всех значений a/σ , заполнить таблицу 9.1. По результатам таблицы 9.1. построить семейство кривых $P_{ош} = \varphi(a/\sigma)$ для разных видов модуляции.

Отчёт

Отчёт должен содержать:

- 1 Функциональную схему измерений.
- 2 Таблицу результатов измерений и графики.
- 3 Выводы по результатам измерений.

Контрольные вопросы

- 1 Каково назначение демодулятора в цифровой системе связи? В чем его основное отличие от демодулятора аналоговой системы?
- 2 Что такое "критерий идеального наблюдателя"?
- 3 Что такое "правило максимума правдоподобия"?

4 Как выбирается порог решающего устройства? Что будет, если его изменить?

5 Каков алгоритм принятия решения в РУ?

6 Что такое "потенциальная помехоустойчивость" и какую помехоустойчивость Вы измеряли в этой работе?

7 Как можно рассчитать $P_{ош}$ теоретически и измерить экспериментально?

8 Объясните разницу в помехоустойчивости систем связи с разными видами модуляции.

9 Как можно измерить отношение сигнал/шум на входе демодулятора?

10 При каком соотношении a/σ система связи работает устойчиво? От каких функциональных узлов системы это зависит?

11 Что такое эквивалентная энергия сигналов?

Лабораторная работа № 10

«Исследование процессов помехоустойчивого кодирования»

Цель работы: изучить принципы помехоустойчивого кодирования; исследовать принципы кодирования и декодирования кода с проверкой на четкость и циклического кода.

Краткие сведения из теории

Кодированием называется представление различных сообщений в виде условных комбинаций, состоящих из определенного числа элементарных символов, причем каждому сообщению соответствует одна единственная условная комбинация (последовательность) символов (или цифр, или знаков, или импульсов).

Получатель по принятой кодовой комбинации (последовательности) восстанавливает переданную информацию. Операция, в результате действия которой осуществляется преобразование принятого кода в сообщение, называется декодированием.

Код строится из символов (элементов). Число различных символов (m) называется основанием кода. Код, состоящий из двух различных символов, называется кодом с основанием два ($m = 2$). Код, состоящий из трех символов, называется кодом с основанием три и т.д. Например, кодовая комбинация 10-1-10-11 состоит из 1, 0, - 1, т.е. $m = 3$.

Число различных символов можно выбирать равным числу передаваемых знаков алфавита сообщения. Если число знаков велико (например, 32 буквы русского алфавита), то при передаче такого сообщения необходимо большое количество различных символов ($m = 32$). Техническая реализация такого кода встречает большие трудности.

Поэтому наибольшее распространение получили коды, у которых основание значительно меньше числа букв алфавита сообщения. Тогда каждая буква алфавита передается не одним элементом кода, а их комбинацией. Число элементов или знаков комбинации кода называется значностью кода (n) или числом разрядов кода.

Коды, все комбинации которых имеют одинаковое число знаков, называются равномерными.

Для равномерного кода с основанием m и значностью n число кодовых комбинаций (M) определяется числом возможных комбинаций из m по n , т.е.

$$M = m^n$$

где m - основание кода, n – значность кода, M – число комбинаций.

Например, для кода с $m = 2$, $n = 3$ существует 8 кодовых комбинаций ($M = 2^3$), состоящих из трех символов (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111).

Принципы помехоустойчивого кодирования.

Теория помехоустойчивого кодирования возникла в 50-е годы и наиболее полно разработана для двоичных кодов. В дальнейшем мы

рассматриваем только двоичные ходы ($m = 2$).

Помехоустойчивое кодирование является эффективным средством повышения достоверности передачи сообщений в каналах с помехами, в которых применяют специальные коды, корректирующие ошибки. Код называется корректирующим, если он позволяет обнаруживать и исправлять ошибки в кодовой комбинации. В корректирующем коде должны содержаться дополнительные (избыточные) символы, предназначенные для корректирования ошибок. Чем больше избыточность кода (χ), тем выше его корректирующая способность.

$$\chi = 1 - \frac{M_0}{M} = \frac{M - M_0}{M}, \quad (10.1)$$

где M – число кодовых комбинаций;

M_0 – число сообщений (алфавит) источника.

В некорректирующем коде число комбинаций M выбирается равным числу сообщений (алфавиту) источника M_0 и избыточность кода отсутствует ($\chi = 0$).

Корректирующие коды строятся так, чтобы общее число комбинаций M превышало число сообщений источника M_0 ($M > M_0$). В этом случае лишь M_0 комбинаций используются для передачи информации. Они называются разрешенными. Остальные $M - M_0$ комбинации называются запрещенными. На приемном конце при декодировании известно, какие комбинации являются разрешенными, а какие – запрещенными. Поэтому, если принята запрещенная комбинация, то ошибка может быть обнаружена и при определенных условиях исправлена.

Различие между комбинациями равномерного кода принято характеризовать кодовыми расстоянием Хэмминга (d), равным наименьшему числу символов, которыми комбинации A_i и A_j отличаются одна от другой. Для любого кода $d \leq n$. Кодовое расстояние обычно определяют количеством единиц в сумме этих A_i и A_j по модулю два. Например $A_i = 10100$, $A_j = 00111$

$$\oplus \begin{array}{r} 10100 \\ 00111 \end{array}$$

$$10011 = 3$$

Примечание. Сложение символов по модулю производится так:

$$a_k \oplus b_k = 1, \text{ если } a_k \neq b_k;$$

$$a_k \oplus b_k = 0, \text{ если } a_k = b_k;$$

Чтобы в результате ошибки A_i преобразовалась в A_j должно исказиться 3 символа. При искажении меньшего числа символов A_i перейдет в запрещенную комбинацию, и ошибка будет обнаружена. Ошибка всегда обнаруживается, если ее кратность g , т.е. число искаженных символов кодовой комбинации, меньше кодового расстояния:

$$g \leq d - 1 \quad (10.2)$$

При $g > d$ ошибки тоже могут быть обнаружены, но имеется вероятность, что ошибочная комбинация совпадет с какой-либо разрешенной комбинацией. Минимальное кодовое расстояние, при котором обнаруживаются любые одиночные ошибки, равно $d = 2$.

Для того, чтобы ошибка была исправлена, необходимо, чтобы ее кратность удовлетворяла неравенству

$$g \leq \frac{d-1}{2}. \quad (10.3)$$

Минимальное кодовое расстояние, при котором возможно исправление любых одиночных ошибок, равняется трем, т.е. $d = 3$, так как

$$g \leq \frac{3-1}{2}$$

Основными характеристиками корректирующего кода являются вероятность некорректированных ошибок $P_{ош}$, избыточность χ и число символов n . Эти показатели позволяют понять, насколько удастся повысить помехоустойчивость кода и какой ценой это достигается. Общая задача создания кода состоит в достижении наименьших значений $P_{ош}$ и χ .

Рассмотрение классификации корректирующих кодов не является нашей задачей, отметим только, что в лабораторной работе изучаются коды, относящиеся к линейным систематическим кодам.

Линейные разделимые коды - это коды, в которых символы подразделяются на информационные и проверочные (контрольные). Информационные символы содержат передаваемую информацию. Контрольные символы являются избыточными и служат исключительно для коррекции ошибок. Число контрольных символов равно r , информационных - k ($r+k = n$).

Линейные коды разделяются на подклассы. Изучаемые коды относятся к систематическим. Все двоичные систематические коды являются групповыми и обладают тем свойством, что сумма по модулю два любой пары комбинаций снова дает комбинацию, принадлежащую этой группе. Из подклассов систематических кодов мы будем рассматривать коды с четным числом единиц и циклические коды.

Код с четным числом единиц является одним из простейших систематических кодов. Каждая его комбинация содержит помимо информационных символов $\{a_1, a_2, \dots, a_k\}$ один контрольный символ $\{c\}$, выбираемый 0 или 1 так, чтобы сумма единиц, в комбинации всегда была четной. Следовательно, для любой кодовой комбинации сумма 1 всех символов по модулю два будет равна нулю:

$$c \oplus \sum_{i=1}^k a_i = 0. \quad (10.4)$$

Из формулы (10.4) можно выразить контрольный символ c через информационные:

$$c = \sum_{i=1}^k a_i. \quad (10.5)$$

Например, для кода 111 $c = 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1$. Закодированная последовательность будет 1111.

Кодер для кода с четным числом единиц a_1, a_2, \dots, a_k, c , работающий по алгоритму (10.5), отличается простотой и содержит сумматор по модулю два для получения контрольного символа c .

Декодер осуществляет проверку принятого кода $\{a_1^*, a_2^*, \dots, a_k^*\}$ на четность и работает по алгоритму

$$c^* \oplus \sum_{i=1}^k a_i^* = 0. \quad (10.6)$$

Нарушение четности имеет место при появлении однократных трехкратных и в общем случае ошибок нечетной кратности, что и дает возможность их обнаружить. Появление четных ошибок не нарушает четности символов в коде и нуля суммы (10.6), поэтому такие ошибки не обнаруживаются.

Декодер кода с четным числом единиц содержит в своем составе сумматор по модулю два. Если сигнал на выходе сумматора по модулю два равняется нулю, то это значит, что сигнал ошибки декодера будет равен нулю, а на выходе декодера появляется исходная кодовая последовательность. Если на выходе сумматора по модулю два будет единица, то сигнал ошибки будет равен единице и кодовая последовательность не поступит на выход декодера.

К достоинствам кода с четным числом единиц следует отнести простоту кодирующих и декодирующих устройств, а также малую избыточность кода. К недостаткам - низкую корректирующую способность кода.

Циклические коды. В поисках более простой техники кодирования и декодирования был найден подкласс линейных систематических двоичных кодов, называемых циклическими. Они нашли широкое применение в технике связи. Название кода связано с тем, что код обладает свойством цикличности. Это свойство состоит в том, что циклическая перестановка символов кода в комбинации A_i (010110) дает другую комбинацию A_j (001011), принадлежащую этому коду.

Циклический код характеризуется двумя парами чисел $\{n, r\}$, где n - означает длину кодовой комбинации, r - число проверочных символов. Для образования циклического кода исходный код длиной k представляют в виде полинома степени $k-1$ с коэффициентами при степенях, равными 0 или 1:

$$A(z) = a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0.$$

Представление кодовых комбинаций в виде многочленов позволяет установить однозначное соответствие между комбинациями и свести действия над ними к действиям над многочленами. Теория построения циклических кодов основывается на разделах высшей алгебры, изучающих свойства двоичных многочленов. Запишем исходные коды, получаемые с выходов генераторов букв C и Φ лабораторного стенда в виде полиномов. С выхода генератора C - комбинация 10100 ($k = 5$), ей соответствует полином степени $k - 1 = 5 - 1 = 4$;

$$A_1(z) = 1z^4 + 0z^3 + 1z^2 + 0z^1 + 0z^0 = z^4 + z^2. \quad (10.7)$$

С выхода генератора Φ комбинация 10110 ($k = 5$), ей соответствует полином 4 степени

$$A_2(z) = 1z^4 + 0z^3 + 1z^2 + 1z^1 + 0z^0 = z^4 + z^2 + z. \quad (10.8)$$

Образовать циклический код $A^*(z)$ из исходного $A(z)$ можно путем умножения полинома исходного кода на образующий полином $G(z)$, так что он образует разрешенные кодовые комбинации:

$$A^*(z) = A(z) \cdot G(z). \quad (10.9)$$

Полученные таким способом комбинации оказываются не разделимыми на проверочные и информационные символы, что затрудняет техническое осуществление декодирования по такому алгоритму работы при наличии ошибки:

$$A(z) = A^*(z)/G(z). \quad (10.10)$$

Существует и другой способ получения циклического кода, используемый в данном лабораторном стенде. По сравнению с первым он имеет более простое техническое осуществление. Способ заключается в следующем. Сначала исходный код $A(z)$ умножается на полином $F(z) = z^r$, степень которого равняется числу проверочных символов. Умножение $A(z)$ на $F(z)$ аналогично сдвигу исходного кода на r разрядов влево, т.е.:

$$A'(z) = A(z) \cdot F(z) = A(z) \cdot z^r. \quad (10.11)$$

Например $F(z) = z^5$, тогда $A'_1 = A_1(z) \cdot F(z) = (z^4 + z^2) \cdot z^5 = z^9 + z^7$.

Число элементов в кодовой комбинации становится равным $k + r = n$, т. е. числу элементов комбинации циклического кода. Затем выбирается образующий полином $G(z)$ по таблице полиномов, причем его степень берется равной числу проверочных символов. Затем производится деление $A'(z)$ на $G(z)$. В общем случае результат деления состоит из целого числа $Q(z)$ и остатка $R(z)$. Запишем эту процедуру:

$$\frac{A'(z)}{G(z)} = \frac{A'(z)z^r}{G(z)} = Q(z) + \frac{R(z)}{G(z)}, \quad (10.12)$$

где $Q(z)$ – целая часть, $R(z)$ – остаток от деления.

$Q(z)$ в (10.12) имеет такую же степень, что и $A(z)$ и также предполагает собой кодовую комбинацию k -разрядного кода. Степень остатка $R(z)$ не выше степени образующего полинома $G(z)$, т.е. не выше степени $r-1$, а

число членов не превышает r .

Вычисленный остаток $R(z)$ используется для образования комбинации циклического кода. Для этого преобразуем формулу (10.12), т.е. умножим на $G(z)$. В результате получим

$$A'(z) = A(z) \cdot z^r = Q(z) \cdot G(z) \oplus R(z). \quad (10.13)$$

Затем к (10.13) добавим остаток

$$A'(z) \oplus R(z) = A(z)z^r \oplus R(z) = Q(z)G(z) \oplus R(z) \oplus R(z). \quad (10.14)$$

Известно, что сложение или вычитание по модулю два дает одни и тот же результат. Поэтому в результате процедуры добавления остатка получается

$$A'(z) \oplus R(z) = A(z)z^r \oplus R(z) = Q(z) \cdot G(z). \quad (10.15)$$

Таким образом, вычисленный полином (10.15) удовлетворяет принципам делимости на образующий полином, что является фундаментальным свойством циклического полинома. Полученному полиному соответствуют разрешенные комбинации циклического кода. В нем k разрядов относятся к информационным и r – к проверочным символам.

Итак, кодирование исходных комбинаций состоит:

- 1) в представлении информационного кода длиной в k символов в виде полинома степени $k-1$;
- 2) Умножении $A(z)$ на полином $F(z) = z^r$;
- 3) Делении полученного полинома на образующий полином $G(z)$ для определения остатка $R(z)$;
- 4) Суммировании $A(z)F(z)$ и $R(z)$ по модулю 2.

Процедура декодирования состоит в обнаружении и исправлении ошибок в принятой кодовой комбинации $A^{**}(z)$. При этом используется фундаментальное свойство циклического кода: делимость на образующий полином. Если принятая комбинация делится на образующий полином без остатка, т.е. $R^{**}(z) = 0$, то, значит, в принятой кодовой комбинации отсутствуют ошибки. Следовательно, можно выделить информационные символы кодовой последовательности и подать их на выход декодера.

Если в процессе передачи была введена однократная ошибка, то в результате деления полинома принятой кодовой последовательности на образующий полином получится остаток $R^{**}(z) \neq 0$, который используется для образования синдрома (контрольного числа), исправляющего однократную ошибку. Запишем алгоритм этой процедуры:

$$\frac{A^{**}(z)}{G(z)} = Q^{**}(z) \oplus \frac{R^{**}(z)}{G(z)}.$$

Остатку $R^{**}(z)$ соответствует полином ошибки $E(z)$. Определение его проводится на основании такого свойства циклических полиномов: остаток $R_E(z)$ от деления полинома ошибок $E(z)$ на образующий полином $G(z)$ равен остатку $R^{**}(z)$ от деления полинома кодовой последовательности $A^{**}(z)$ на

образующий полином $G(z)$, т.е. $R_E(z) = R^{**}(z)$.

На приемной стороне известны все одиночные ошибки в принимаемой кодовой комбинации. Это 1000000000, 0100000000... и т.д., а значит и все возможные полиномы $E(z)$ и $R_E(z)$. Следовательно, в декодере остается только сравнить соответствие $R_E(z)$ с $R^{**}(z)$ и определить $E(z)$. Исходная кодовая комбинация восстанавливается по правилу $A'(z) = A^{**}(z) + E(z)$.

Затем из кодовой комбинации выделяются информационные символы. Таков алгоритм работы декодера, который несложно осуществить технически. Ошибки большей кратности, чем первой, в лабораторной работе не исправляются.

Для примера рассмотрим образование циклических кодов для кодов, получаемых с выходов генераторов букв C и Φ .

В данной лабораторной работе используется код 10,5. Следовательно, в кодовой комбинации 10 элементов, из них 5 – проверочных. Число проверочных символов r при $d = 3$ определяется из уравнения $2^r - 1 \geq k + r$. Для образования циклического кода из пятиэлементных кодовых комбинаций (18.7) и (18.8) умножим их на полином $F(z) = z^5$, т.е. сдвинем их на 5 разрядов влево. В результате получим

$$A'_1(z) = A_1(z) \cdot F(z) = (z^4 + z^2)z^5 = z^9 + z^7. \quad (10.16)$$

Полиному $A'_1(z)$ соответствует комбинация 1010000000.

$$A'_2(z) = A_2(z)F(z) = (z^4 + z^2 + z)z^5 = z^9 + z^7 + z^6. \quad (10.17)$$

Полиному A'_2 соответствует комбинация 1011000000.

Образующий полином в данной лабораторной работе равен

$G(z) = z^5 + z^4 + z^2 + 1$; ему соответствует 110101.

Поделим кодовые последовательности (18.16) и (18.17) на образующий полином.

$$\begin{array}{r} \oplus \begin{array}{r} 1010000000 \\ \underline{110101} \\ 111010 \\ \underline{110101} \\ 111100 \\ \underline{110101} \\ 10010 \end{array} \quad \left| \begin{array}{r} 110101 \\ \underline{11010} \end{array} \right. \end{array}$$

В результате получим

$$\frac{A'_1(z)}{G(z)} = Q_1(z) + \frac{R_1(z)}{G(z)} \rightarrow 10010 + \frac{10010}{110101}.$$

Следовательно, $R_1(z) = z^4 + z \rightarrow 10010$.

$$\begin{array}{r} \oplus \begin{array}{r} 1011000000 \\ \underline{110101} \\ 110010 \\ \underline{110101} \\ 111000 \\ \underline{110101} \\ 1101 \end{array} \quad \left| \begin{array}{r} 110101 \\ \underline{11001} \end{array} \right. \end{array}$$

$$\frac{A'_2(z)}{G(z)} = Q_2(z) + \frac{R_2(z)}{G(z)} \rightarrow 1001 + \frac{1101}{110101}.$$

Следовательно, $R_2(z) = z^3 + z^2 + 1 \rightarrow 1101..$

Отсюда по формуле (10.14) получаем циклические комбинации $A'_1(z) = A_1(z)z^r + R_1(z) \rightarrow 1010000000 + 10010 = 1010010010$ $A'_2(z) = A_2(z)z^r + R_2(z) \rightarrow 1011000000 + 1101 = 1011001101$ Полученные комбинации являются комбинациями циклического кода.

Подтверждением этого служит деление без остатка кодовых комбинаций на образующий полином:

$$\frac{A'_1(z)}{G(z)} = \frac{1010010010}{110101} = 11010, \text{ т.е. } R'_1 = 0.$$

$$\frac{A'_2(z)}{G(z)} = \frac{1011001101}{110101} = 11001, \text{ т.е. } R'_2 = 0.$$

Краткая характеристика цепей и сигналов

Лабораторный стенд представляет собой универсальную модель связи (рисунок 10.1). Он включает в себя блоки, которые используются для проведения данной лабораторной работы: источники сообщений (ИС) (буквы С и Ф), кодирующие устройства (КУ), канал связи (КС) с устройством ввода ошибок (УВО), декодирующие устройства (ДУ).

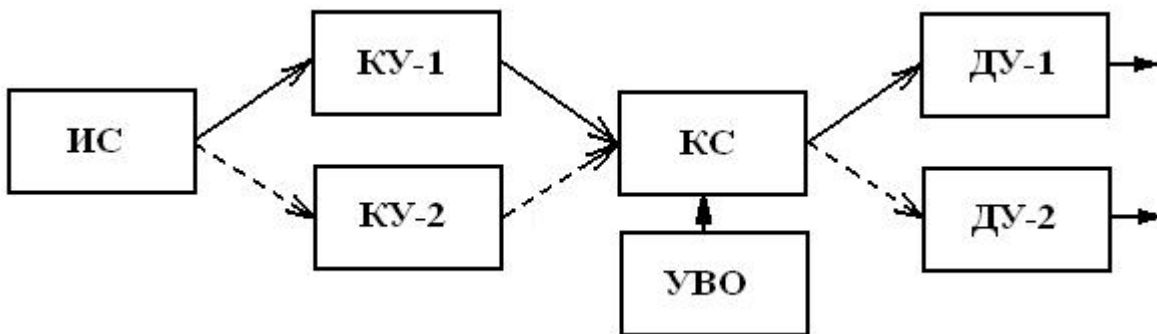


Рисунок 10.1 - Универсальная модель связи

Источниками сигналов служат выходы генераторов букв С и Ф, которые дают 5-элементные кодовые последовательности. Кодирующее устройство содержит два кодера. Кодер 1 кодирует кодом с проверкой на четность, а кодер 2 осуществляет циклическое кодирование.

В лабораторном стенде имеется канал связи, с помощью которого в передаваемую кодовую комбинацию вводятся ошибки. Для этого имеется 10 переключателей, посредством которых соответствующие символы в кодовой комбинации изменяются на противоположные.

Блок декодирующих устройств содержит два декодера. Декодер для кода с обнаружением ошибок (циклического кода) имеет два выхода: для информационного сигнала и сигнала ошибки. При поступлении на вход неискаженной кодовой комбинации или комбинации с необнаруженной ошибкой эта комбинация поступает на информационный выход. При

поступлении на вход комбинации с обнаруживаемой ошибкой сигнал на информационном выходе отсутствует и появляется сигнал ошибки (положительный прямоугольный импульс).

Декодер 2 исправляет в циклическом коде любую одиночную ошибку.

Сигналы наблюдаются с помощью осциллографа на выходах генераторов C и Φ , кодеров 1 и 2 канала связи и декодеров 1, 2.

Домашнее задание

1 Изучите основные разделы темы по конспекту лекций и литературе.

Лабораторное задание

1 Код с проверкой на четность.

1.1 Изучите принцип построения кода с проверкой на четность и его корректирующую способность.

1.2 Определите для кода букв C и Φ значения проверочных символов при кодировании с проверкой на четность.

1.3 Соберите схему для осуществления кодирования с проверкой на четность. Убедитесь в корректирующей способности кода при введении однократных ошибок. Зарисуйте диаграммы напряжений на выходе генератора, кодера, канала связи и декодера при отсутствии ошибок и при введении однократной ошибки.

2 Циклический код.

2.1 Изучите принцип циклического кодирования и его исправляющую способность.

2.2 Убедитесь в основном свойстве циклического кода: делимости кодовой комбинации без остатка на образующий полином при отсутствии ошибки в кодовой комбинации и ее делимости с остатком при наличии ошибок.

2.3 Соберите схему для осуществления циклического кодирования. Убедитесь в исправляющей способности кода при введении однократных ошибок в кодовую последовательность. Зарисуйте диаграммы напряжений на выходе генератора, кодера, канала связи и декодера.

Методические указания

1 Подсоедините осциллограф сначала к генератору " C ". Зарисуйте диаграммы напряжений. Частоту развертки осциллографа установите равной частоте следования пятиэлементных комбинаций с тем, чтобы на экране осциллографа можно было увидеть лишь одну кодовую комбинацию. То же самое сделайте для сигнала с выхода генератора Φ .

2 Изучите принцип построения кода с проверкой на четность и его корректирующую способность.

2.1 Соберите схему для осуществления кодирования с проверкой на четность. Схема должна содержать кодер 1, канал связи с вводом ошибок в кодовую комбинацию и декодер 1. К выходу генератора C подсоедините кодер 1. К выходу кодера 1 - вход канала связи (устройство ввода ошибок). К выходу канала связи - вход декодера 1. Убедитесь, что при отсутствии ошибок в канале связи на выходе декодера 1 наблюдаются исходные кодовые последовательности. Зарисуйте с помощью осциллографа сигналы на выходах генератора C , кодера 1, канала связи и декодера 1.

2.2 Введите ошибку нечетной кратности, убедитесь, что декодер 1 фиксирует наличие ошибки в канале связи. Зарисуйте диаграммы напряжения на выходе кодера 1, канала связи и декодера 1.

2.3 Введите ошибки четной кратности в сигнал. Зарисуйте осциллограммы напряжения на выходе кодера 1, канала связи, декодера 1.

2.4 То же самое, что в п.п. 2.1—2.3 проделайте для генератора Φ .

3 Изучите принцип циклического кодирования, его корректирующую способность.

3.1 Соберите схему для осуществления циклического кодирования. Схема должна содержать кодер 2, канал связи с устройством ввода ошибок, декодер 2.

3.2 Подсоедините к входу кодера 2 выход генератора C . Убедитесь, что при отсутствии ошибок в канале связи вы наблюдаете исходные кодовые последовательности на выходе кодера 2. Зарисуйте с помощью осциллографа сигналы на выходе кодера 2, канала связи и декодера 2.

3.3 Введите любую однократную ошибку в кодовую последовательность и убедитесь, что декодер 2 исправляет их. Зарисуйте сигналы на выходах кодера 2, канала связи и декодера 2 для сигнала с генератора буквы C .

3.4 Введите ошибки двукратные и большей кратности в кодовую последовательность. Убедитесь, что декодер 2 не исправляет их.

3.5 Выполните п.п. 3.2 – 3.4 с генератором буквы Φ .

Отчет

Отчет должен содержать:

- 1 Выполненное домашнее задание.
- 2 Структурную схему исследований.
- 3 Осциллограммы кодовых комбинаций, полученные при выполнении лабораторной работы.
- 4 Анализ полученных результатов и выводы.

Контрольные вопросы

- 1 Что такое помехоустойчивое кодирование?
- 2 Какие коды называют линейными?
- 3 Какие элементы кода в кодовой последовательности называют проверочными, а какие информационными?
- 4 Как строится код с проверкой на четкость?
- 5 Какие ошибки обнаруживает код с проверкой на четкость?
- 6 Как строится циклический код?
- 7 В чем состоит принцип исправления ошибок при циклическом кодировании?

ПРИЛОЖЕНИЕ

Инструкция по использованию программного пакета “Теория электрической связи”(ТЭС)

1 Общие положения

Программный пакет “ТЭС” создан для использования совместно с лабораторным стендом “Теория электрической связи”. Пакет обеспечивает программную реализацию спектроанализатора, коррелятора, построителя гистограммы для оценки плотности вероятности мгновенных значений сигнала, а также производит подсчет числа ошибок с последующей оценкой их вероятности. Для работы программы требуется процессор не менее Celeron 300 МГц, 32МБ оперативной памяти, звуковая карта, Windows 98(рекомендуется SE).

2 Как работать с компонентами пакета

После загрузки программы появляется окно, изображенное на рисунке 1.



Рисунок 1 - Рабочее окно программы

Вызов компонентов осуществляется с помощью клавиш на панели управления(см. рисунок 1). Исследуемые сигналы следует подавать на входы А и Б стенда, причем уровень сигналов можно менять с помощью потенциометров, расположенных около соответствующих входов.

1.1 Спектроанализатор

Режим “Спектроанализатор” вызывается нажатием на кнопку 1(рисунок 2).

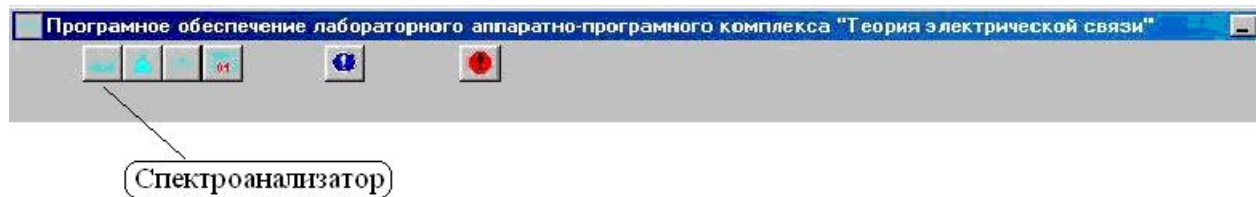


Рисунок 2 - Включение спектроанализатора

После нажатия на клавишу 1 появляется окно, изображенное на рисунке 3.

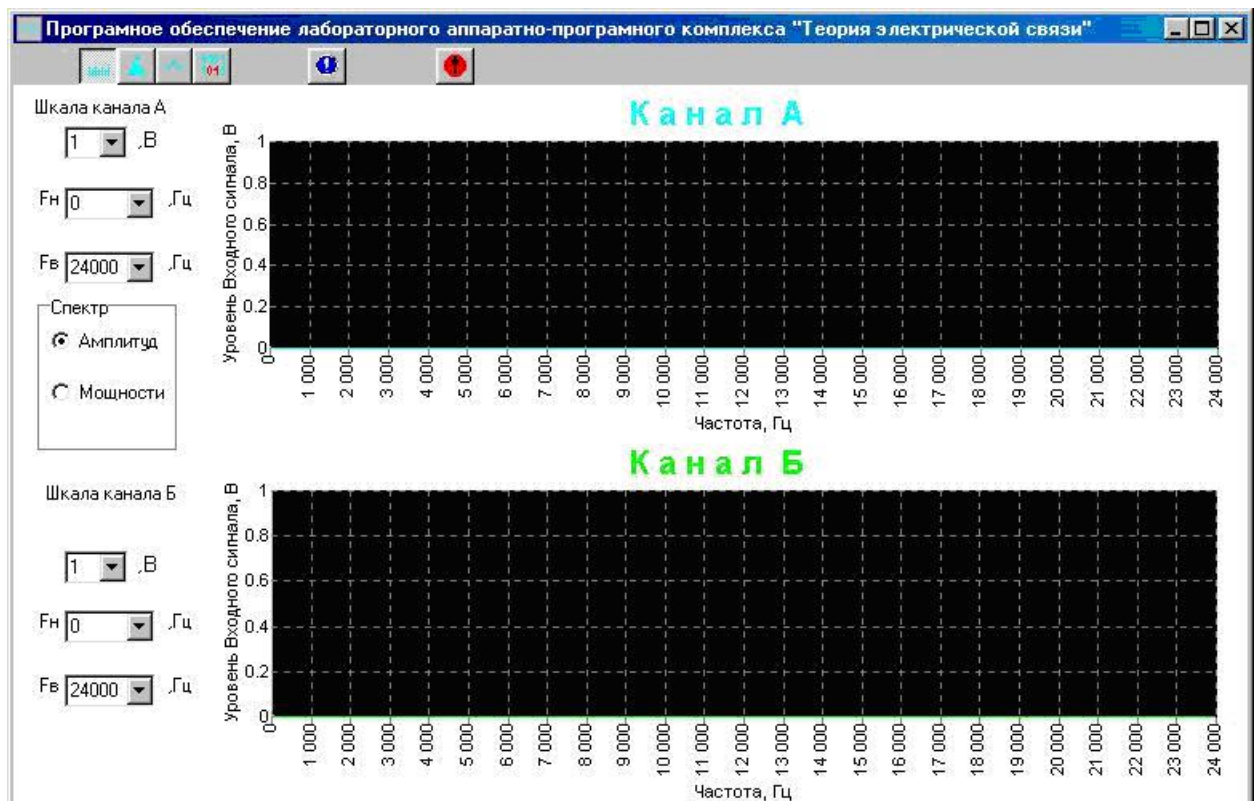


Рисунок 3 - Окно спектроанализатора

В левой части окна (Шкала канала А(Б)) можно изменять масштаб, в которых будет изображен спектр сигнала. Первый предел – напряжения в Вольтах. F_n и F_v – соответственно нижняя и верхняя границы по частоте. Сигналы для анализа подаются на соответствующие входы (А или Б), причем их амплитуду можно изменять с помощью потенциометров этих входов (Эта регулировка может потребоваться в случаях, когда исследуемый сигнал превышает 0.7В и появляется перегрузка на входе).

1.2 Гистограмма(диаграмма уровней)

Режим “Гистограмма” вызывается нажатием на кнопку 2(рисунок 4).

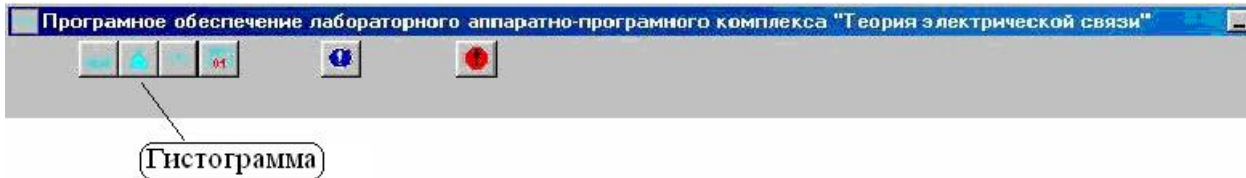


Рисунок 4 - Включение режима гистограммы

После нажатия на клавишу появляется окно, изображенное на рисунке 5.

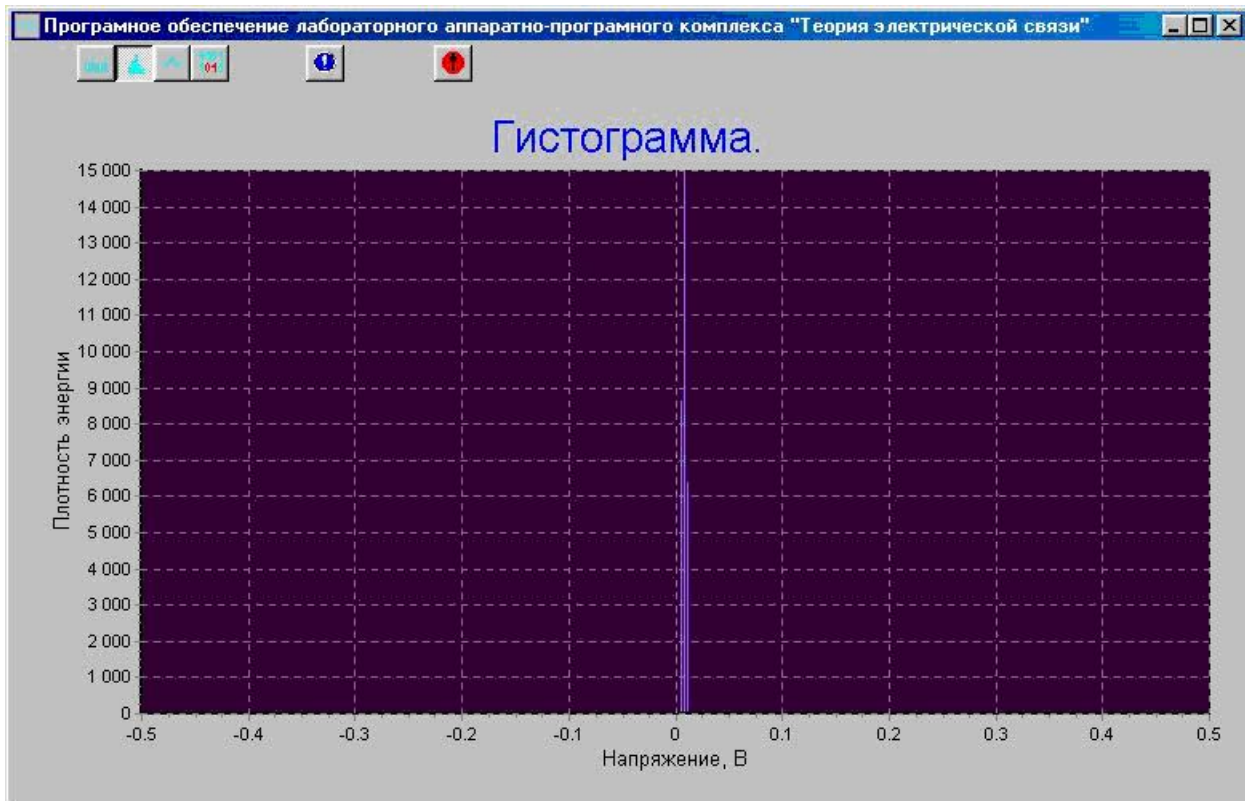


Рисунок 5 - Окно построителя гистограммы

Сигнал для анализа следует подать на один из входов макета (А или Б). Так как используется режим “МОНО” не имеет значения, на какой именно вход подавать сигнал, но не следует подавать сигнал на оба входа одновременно, так как в результате получится их алгебраическая сумма. График, полученный в этом режиме, представляет собой оценку плотности вероятности мгновенных значений исследуемого сигнала.

1.3 Коррелятор

Коррелятор вызывается нажатием на кнопку 3(рисунок 6).

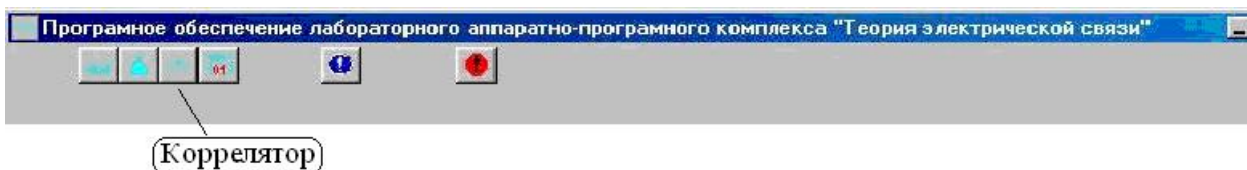


Рисунок 6 - Включение коррелятора

После нажатия на клавишу появляется окно, изображенное на рисунке 7

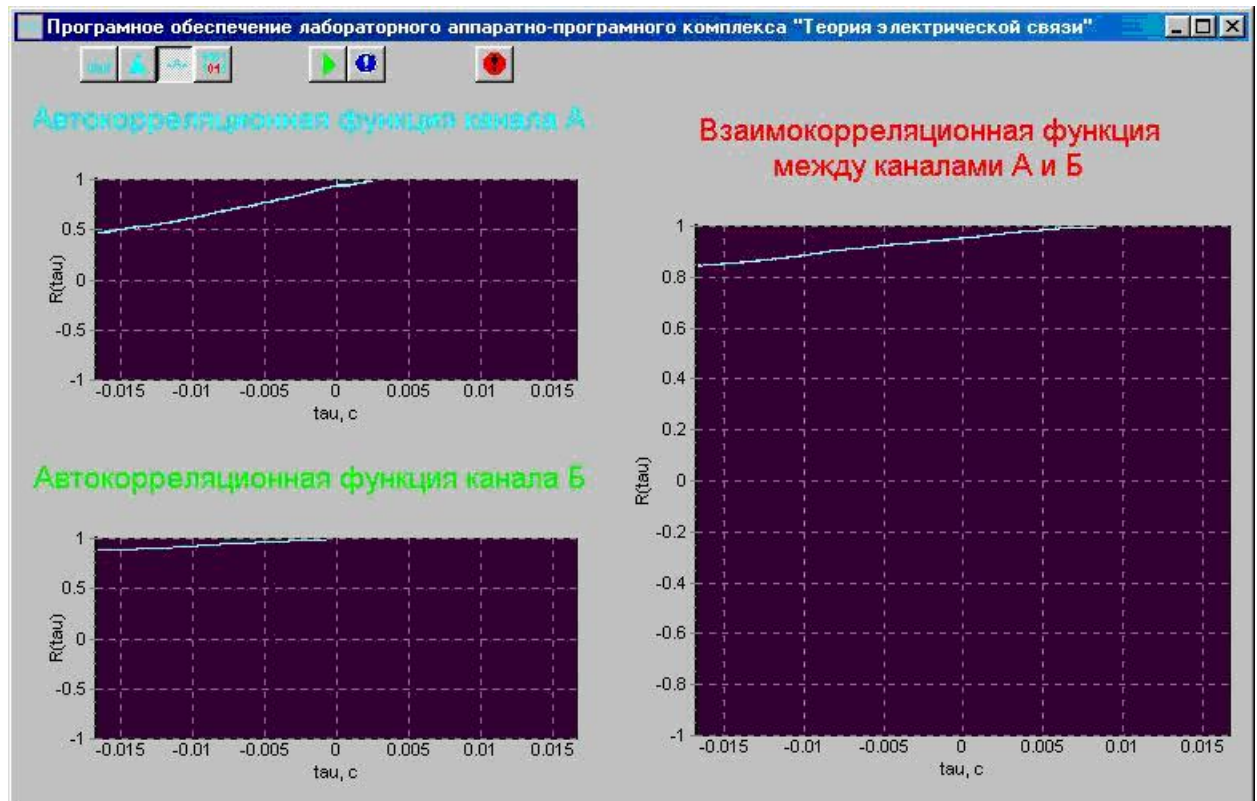


Рисунок 7 - Окно коррелятора

При нажатии на зеленую кнопку “Пуск” происходит снятие отсчетов со звуковой карты и последующая обработка (автокорреляция, взаимокорреляция). Результаты появляются на трех графиках соответственно. Графики АКФ и ВКФ строятся в диапазоне значений - $20\text{мс} \leq \tau \leq 20\text{мс}$.

ВНИМАНИЕ!!! осмысленные результаты программа выдает только после хотя бы однократного нажатия на кнопку “Пуск”.

Сигналы следует подавать соответственно на входы А и Б, причем уровень сигнала влияет только на нелинейные искажения.

1.4 Подсчет ошибок

Режим Подсчета ошибок вызывается нажатием на кнопку 4(рисунок 8).

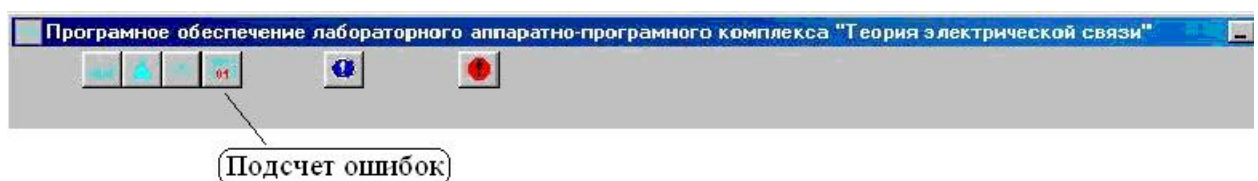


Рисунок 8 - Включение режима подсчета ошибок

При нажатии на кнопку 4 появляется окно, изображенное на рисунке 9.

Подсчет производится нажатием на зеленый треугольник (кнопка “Пуск”). Длительность анализа зависит от заданных настроек. Окно диалога настройки изображено на рисунке 10.

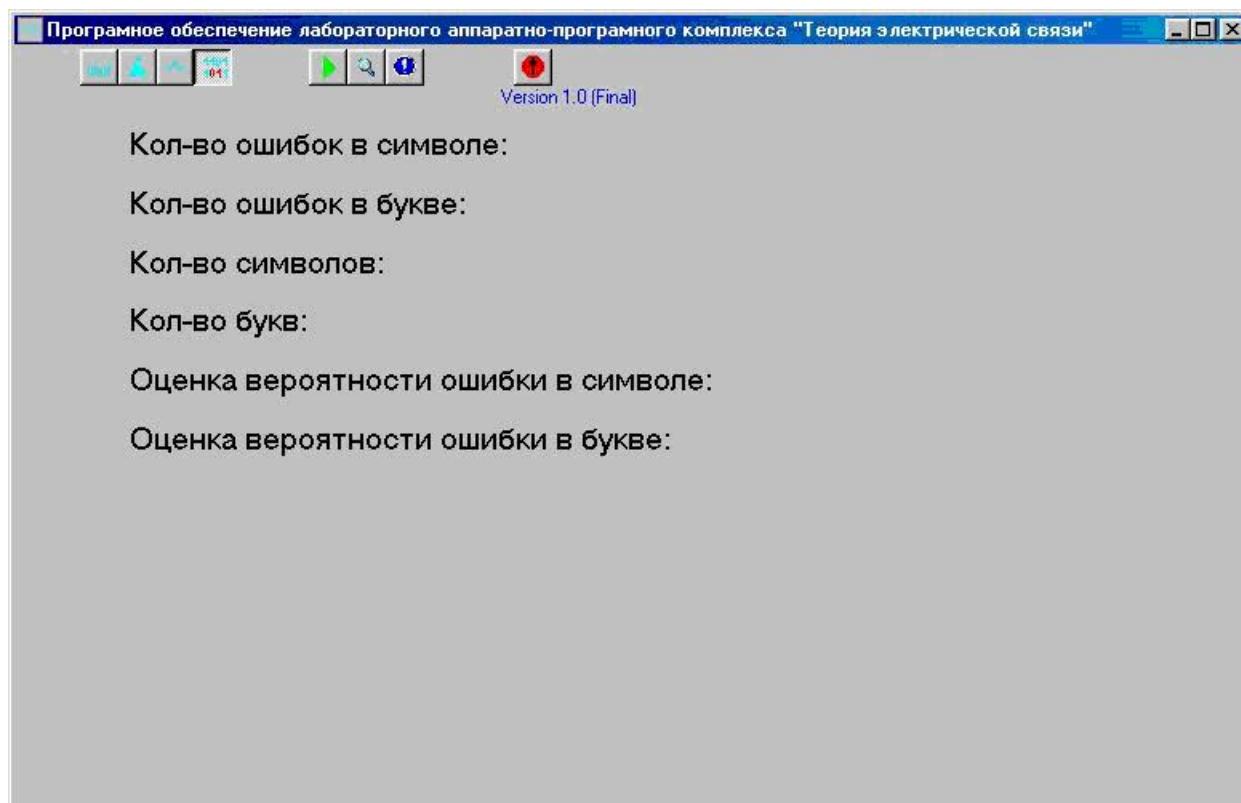


Рисунок 9 - Окно подсчета ошибок и их вероятностей

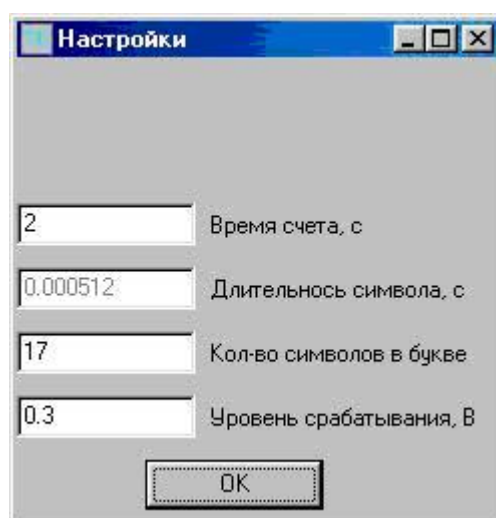


Рисунок 10 - Меню настройки времени счета

В данном меню доступно только одно поле: Время счета. Остальные поля информационные. Время счета в секундах задает интервал времени, за который производится подсчет ошибок. Для работы необходимо подать на входы А и Б соответственно сигналы ошибок в букве и символе. Длительность символа и число символов в букве указаны в инструкции к лабораторному стенду.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. М., Радио и связь, 1986.
2. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи. М., Радио и связь, 1999.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 1985.
4. Биккенин Р.Р., Чесноков М.Н. Теория электрической связи. М., Академия, 2010.
5. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. М., Радио и связь, 1982.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Советское радио, 1977.
7. Акулиничев А.П. Теория электрической связи: Учебное пособие «Учебники для ВУЗов. Специальная литература», изд. Лань, 2010.
8. Данилов В.А., Ефименко В.Н. Математические методы в технике связи: Учебное пособие для студентов связных специальностей // Издание СКФ МТУСИ, г. Ростов-на-Дону, 2001.