Санкт - Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени проф. М. А. Бонч-Бруевича

**КУРСОВАЯ РАБОТА**

**ПО**

## **ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ**

## Выполнила:

## студентка группы СК-14

## Часовских Е.В.

## Руководитель:

## **Санкт-Петербург**

2002

# Задание на курсовую работу.

Рассчитать основные характеристики системы передачи информации, структурная схема которой приведена ниже.

a(t) j(ti) b(t) s(t)

ИС

М

К

АЦП

s(t) z(t) bk j(ti) a(t)

ПС

ЦАП

ДК

ДМ

НК

ИС – источник непрерывного сообщения a(t);

АЦП – аналогово-цифровой преобразователь, преобразует сообщение в отсчеты a(ti), квантованные уровни aj(ti) и в соответствующие им числа j(ti) – номера уровней;

К – кодер, выполняет кодирование и образует модулирующий сигнал b(t);

М – модулятор, создает высокочастотный аналоговый сигнал s(t);

НК – непрерывный канал, на выходе которого образуется аддитивная смесь z(t) сигнала с помехой;

ДМ – демодулятор, восстанавливает передаваемые кодовые символы bk;

ДК – декодер, восстанавливает номера передаваемых уровней j(ti);

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь, восстанавливает квантованные уровни aj(ti) и непрерывное сообщение a(t);

ПС – получатель сообщения.

Исходные данные для расчета (вариант 34):

****В

В

Гц



Вид модуляции - ОФМ

Энергетический спектр помехи В2/Гц

Способ приема – некогерентный.

Источник сообщения.

Источник создает непрерывное сообщение a(t) – случайный квазибелый стационарный процесс, мощность которого сосредоточена в области нижних частот, в полосе от 0 до верхней частоты Fв. Мгновенные значения сообщения в интервале от amin до amax равновероятны.

1.Для нахождения одномерной плотности вероятности мгновенных значений

случайного процесса a(t) учтем, что все его мгновенные значения в заданном интервале

равновероятны, и, следовательно, плотность вероятности будет постоянна в этом интервале

и равна нулю вне этого интервала. Значение плотности вероятности внутри интервала

от amin до amax определим из условия нормировки:

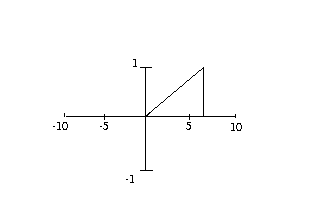
 

Таким образом, аналитическое выражение для плотности распределения вероятности случайного

процесса a(t) имеет вид:



Тогда построим график одномерного закона распределения плотности вероятности

мгновенных значений случайного процесса a(t):



Распределение находим из плотности вероятности:



2. Найдем математическое ожидание M случайного процесса a(t):



Так как W(a) вне интервала от amin до amax равна 0, то получим:





В

То есть получили, что среднее значение случайного процесса a(t)равно 0 В.

Найдем дисперсию или математическое ожидание квадрата D случайного процесса a(t):

 В2

3. Для нахождения постоянной составляющей и мощности переменной составляющей

сообщения используем эргодическое свойство. Для представления спектральной

плотности постоянной составляющей используем дельта-функцию.

a(t)=Ms=3,2 В

Pa=Ds=13,65 В2

График для спектральной плотности средней мощности сообщения – энергетический спектр:

δ(t)

0 6\*106 f

4.Для расчета дифференциальной энтропии сообщения h(A) воспользуемся формулой для

источника непрерывных сообщений:

h(t)=log((2πeσ2)1/2)=log((6.28\*2.718\*13,65)1/2)=1,184

Аналого-цифровой преобразователь.

Передача информации от источника осуществляется по дискретной системе связи. Для этого сообщение a(t) в аналого-цифровом преобразователе квантуется по времени и по уровню равномерным шагом. Шаг квантования по уровню Δa=0.1B.

1. Шаг квантования по времени  определим из теоремы Котельникова:



1. Число уровней квантования L при равномерном шаге  определятся как частное от деления размаха сигнала (amax-amin) на шаг квантования Δa.



1. Для нахождения средней мощности шума квантования надо знать закон распределения шума - W(ξ). Так как мгновенные значения равновероятны в заданном интервале, то закон распределения шума W(ξ) в интервале aj-Δa/2≤ξ≤aj+Δa/2 будет равномерным и не будет зависеть от номера интервала.

Следовательно, средняя мощность шума квантования будет равна:



Закон распределения шума определим из условия нормировки:



Тогда средняя мощность шума квантования:





Относительную величину мощности шума квантования получим, взяв отношение Ршк к дисперсии случайного процесса a(t):

дБ

1. Найдем минимальное значение к, необходимое для кодирования всех L уровней квантованного сообщения a(ti).



5. Представим число j=27 в двоичной системе счисления:

57=0\*26+1\*25+1\*24+1\*23+0\*22 +0\*21+1\*20

57=0111001

6. Начертим временную диаграмму отклика АЦП на уровень с заданным номером j в виде последовательности биполярных импульсов, сопоставляя нулевым символам прямоугольные импульсы положительной полярности, а единичным – отрицательной. Амплитуда импульсов равна единице. Над импульсами написаны значения соответствующих символов.

0 1 1 1 0 0 1

7. Энтропия - это математическое ожидание количества информации или мера неопределенности сообщений. Покажем, что при заданном законе распределения мгновенных значений процесса  все уровни квантования равновероятны. Для этого найдем вероятность j-го уровня квантования что равносильно вероятности попадания  в интервал .



Мы видим, что не зависит от j. Тогда энтропия будет определяться как энтропия дискретного источника независимых сообщений, все символы которого равновероятны:

бит

Производительностью такого источника будет суммарная энтропия сообщений, переданных за единицу времени:



Кодер.

Кодер выполняет систематическое кодирование с одной проверкой на четность, образуя код (n,k). При этом символы двоичного числа, образованного номером уровня, становятся информационными символами кодового слова.

На выходе кодера последовательность кодовых символов bk каждого n-разрядного кодового слова b преобразуется в импульсную последовательность b(t) по правилу, приведенному в п.6 предыдущего раздела. Длительность импульсной последовательности, соответствующей каждому кодовому слову, одинакова и равна Δt. Сигнал b(t) на выходе кодера представляет собой случайный синхронный телеграфный сигнал.

1. В кодере процесс кодирования осуществляется в два этапа. На 1-ом этапе производится безизбыточное (примитивное) кодирование каждого уровня квантованного сообщения a(ti) к-разрядным двоичным кодом. На 2-ом этапе к полученной к-разрядной двоичной кодовой комбинации добавляется один проверочный символ, формируемый простым суммированием по модулю 2 всех информационных символов. В результате этих преобразований на выходе кодера образуется синхронная двоичная случайная последовательность b(t) (синхронный случайный телеграфный сигнал), состоящая из последовательности биполярных импульсов единичной высоты, причем положительные импульсы в ней соответствуют нулевым символам кодовой комбинации, а отрицательные - единичным.

Найдем минимальное значение n, необходимое для кодирования всех L уровней квантованного сообщения a(ti) плюс единица для проверки на четность:.

n=k+1=6+1=7

1. Определим избыточность кода с одной проверкой на четность.



Для нахождения кодового слова – вектора b используем символы 0111001 как информационные:

 =0⊕1⊕1⊕1⊕0⊕0⊕1=0

Информационные символы Проверочный символ

0 1 1 1 0 0 1 0

4. Число двоичных символов, выдаваемых кодером в секунду Vк, определяется числом отсчетов (1/Δt) и числом двоичных символов n=к+1, приходящихся на один отсчет.

****бит/с

Длительность двоичного символа определяется как величина, обратная Vk.



Модулятор.

В модуляторе синхронная двоичная случайная последовательность биполярных импульсов *в(t)* осуществляет манипуляцию гармонического переносчика U0cos(2πf0t).

U0=1B, f0=100Vk=8.75ГГц

Для ОФМ перекодировка символов  происходит по следующему правилу:



где  - n-й символ перекодированной последовательности ;

 - n-й символ исходной последовательности;

 - сложение по модулю 2

(при этом предполагается, что  и  могут принимать два значения 0 и 1).

В остальном ОФМ можно рассматривать как ФМ с данной перекодировкой символов.

если , то 

если , то 

1. Изобразим временную диаграмму модулирующего сигнала *в(t)*.

 Изобразим временную диаграмму манипулированного сигнала s(t):

1. Для определения функции корреляции рассмотрим два сечения в моменты t1 и t2 (t2-t1=τ) и найдем математическое ожидание произведения X(t1)X(t1+τ).

Если τ>Т, то эти сечения принадлежат разным тактовым интервалам и произведение может с равной вероятностью принимать значения +1 и -1, так что его математическое ожидание равно 0.

Если τ<Т, то возможны два варианта: случай А, когда они принадлежат одному интервалу и , следовательно, X(t1)X(t1+τ)=1, и случай В, когда они принадлежатразным тактовым интервалам и X(t1)X(t1+τ) может с равной вероятностью равняться +1 и -1. Поэтому при τ<Т математическое ожидание X(t1)X(t1+τ) равно вероятности р(а) того, что оба сечения оказались в одном интервале. Случай А имеет место, если первое из двух сечений отстоит от начала тактового интервала не более чем Т-|τ|, а вероятность этого равна (Т-|τ|)/Т.

Тогда функция корреляции имеет вид:



1. Найдем выражение для спектральной плотности мощности модулированного сигнала по теореме Винера-Хинчина:





Так как В(τ) - функция четная, то









Возьмем интеграл по частям:





Построим график спектральной плотности мощности модулирующего сигнала:

1. Найдем условную ширину спектра сигнала. Под условной шириной спектра сигнала понимают полосу частот, в которой сосредоточена основная доля мощности сигнала. Чем больше выбранное значение α, тем большая доля мощности будет сосредоточена в этой полосе частот.

Пусть α=2



Определим долю мощности, сосредоточенную в полосе частот от 0 до .





Рассмотрим по отдельности числитель и знаменатель этого выражения.



Возьмем этот интеграл по частям.

U=sin2x

dU=sin2xdx







 - интегральный синус



Si(4π)=1.4922

Si(0)=0



Аналогично получим ,что 







То есть получили, что 95% всей мощности сигнала приходится на полосу частот от0 до ΔF*в*.

1. После перекодировки последовательности  в последовательность  по правилу  нулевому символу соответствует , единичному - . в дальнейшем происходит модулирование сигнала  по правилу:



Пусть , тогда

при , тогда , следовательно,



при , тогда , следовательно.



1. При ОФМ выражение энергетического спектра модулированного сигнала имеет вид:





Тогда построим график энергетического спектра модулированного сигнала Gs(f).



1. Условная ширина энергетического спектра будет в 2 раза больше условной ширины энергетического спектра модулирующего сигнала.

ГГц

Канал связи.

Передача сигналов s(t) осуществляется по неискажающему каналу с постоянными параметрами и аддитивной помехой n(t) с равномерным энергетическим спектром G0 (белый шум). Сигнал на выходе такого канала можно записать следующим образом:



1. При выборе ширины полосы непрерывного канала необходимо учитывать, что любое расширение полосы пропускания увеличивает мощность помехи, а при Fk меньше Fc не только искажается форма сигнала, чем здесь пренебрегается, но и уменьшается энергия сигнала на выходе канала. Отсюда:

Fc=Fk=0,35ГГц

1. Тогда мощность шума в полосе частот Fk равна:



 0,434Вт

1. Для двоичных равновероятных символов s1(t) и s2(t) их средняя мощность будет равна:

 где  и  - энергия сигналов;  - длительность сигналов.

Энергия сигнала определяется как .

При ФМ , следовательно

 В2

Вт

Но так как мы используем не всю мощность ее сигнала, а только 97% всей мощности, то Вт

Тогда отношение средней мощности сигнала к мощности шума равно:



1. Пропускную способность канала связи найдем по теореме Шеннона:



Демодулятор.

В демодуляторе осуществляется оптимальная по критерию максимального правдоподобия некогерентная обработка принимаемого сигнала z(t)=s(t)+n(t).

1. Так как все символы передаются равновероятно, то правило максимального правдоподобия имеет вид:

Λi>Λj при i≠j

где - отношение правдоподобия

W(z|*в*i) - функция правдоподобия i-ой гипотезы

W(z|ш) - функция правдоподобия, что никакой сигнал не передавался

1. Для некогерентного приема при ОФМ алгоритм работы оптимального по критерию максимального правдоподобия, может быть представлен в виде:

если , то принятым считается сигнал s1(t)

если <, то принятым считается сигнал s2(t)

 - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка

 - энергетический спектр помехи

 - энергия сигнала (i=0,1)

 - отсчет огибающей в момент Т на выходе фильтра, согласованного с сигналом 

где

z(t) - принимаемый сигнал с флуктационной помехой n(t) с равномерным энергетическим спектром G0 "белый шум".

 - сигнал сопряженный по Гильберту, т.е. сигнал, у которого фаза смещена на 900

При ОФМ , поэтому с учетом монотонного характера функции алгоритм оптимального некогерентного приема для двоичной системы можно записать:

>

при выполнении этого неравенства, принятым считается сигнал , а при невыполнении этого неравенства принятым считается сигнал .

Кроме того, т.к. при ОФМ информационный параметр сигнала определяется двумя соседними элементами [(n-1)-м на интервале [-T;0]и n-м на интервале [0;Т]], то оптимальный алгоритм следует записать в виде:

, i=0,1.

Приходящий сигнал s(t) на двух тактовых интервалах можно представить как:

, -Т≤t<T (при передаче 0)

 (при передачи 1)

После подстановки этих выражений в алгоритм получим алгоритм приема в виде:

При выполнении этого неравенства регистрируется 1, иначе 0.

перемножитель

**Г** - генератор опорных сигналов 

**900** - преобразователь Гильбета

- интегратор

**-** сумматор

**РУ -** решающее устройство

1. Вероятность ошибки оптимального некогерентного демодулятора для канала с аддитивным белым шумом при передаче двоичных сообщений определяется следующим выражением:



1. При АМ , следовательно, энергию сигнала необходимо увеличить в 4 раза.

При ЧМ , т.е. энергию нужно увеличить в 2 раза

Декодер.

В декодере процесс декодирования осуществляется в 2 этапа. На 1-м этапе производится обнаружение ошибок в кодовой комбинации. Если ошибок в кодовой комбинации не обнаружено, то на 2-м этапе из нее сначала выделяются к информационных двоичных символов, а затем к-разрядная двоичная кодовая комбинация преобразуется в импульс, высота которого соответствует квантованному уровню переданного сообщения.

В случае обнаружения ошибки в кодовой комбинации исправляется наиболее ненадежный символ. Информация о степени надежности символов в кодовой комбинации поступает в кодер из демодулятора.

1. Обнаруживающая и исправляющая способности кодов определяются минимальным кодовым по Хеммингу между кодовыми комбинациями



Данный код обнаруживает все нечетные ошибки, т.к. это код с проверкой на четность.

Код гарантировано обнаруживает  ошибку, а гарантировано исправляет , т.е. вообще ничего не исправляет.

1. При кодировании уровней квантованного сообщения был использован простейший систематический код (n,n-1), который получался путем добавления к комбинации k=n-1 информационных символов одного проверочного, образованного в результате суммирования по модулю 2 всех информационных символов. После этого получается кодовая комбинация с четным числом единиц, т.е. комбинация с четным весом. Данный код способен обнаружить лишь ошибки нечетной кратности. Для этого в принятой комбинации подсчитывается число единиц и проверяется на четность. Если в принятой комбинации обнаружена ошибка (нечетный вес), то комбинация считается запрещенной.
2. Вероятность не обнаружения ошибки при декодировании с одной проверкой на четность при условии, что мы ничего не исправляем, равна:





1. При демодуляции в РУ результат операции

сравнивается с 0 (если <0, то передавалась 1, если≥0, то 0). Наименее надежным будет символ, у которого модуль этого выражения будет наименьшим. Иными словами, у которого разность фаз между соседними сигналами  будет более остальных близка к /2. Для регистрации наименее надежного символа в РУ следует поместить устройство которое фиксировало бы наименьший модуль выражения из всех n символов и отправляло бы в декодер информацию о номере наименее надежного символа. Такая бы операция повторялась бы для каждых n символов.

### Цифроаналоговый преобразователь

ЦАП представляет собой фильтр нижних частот с частотой среза Fср.

1. Уровень квантования с номером j определяется соотношением:

аj=аmin+jΔa=-1,6+27\*0.1=1.1 В

1. Частоту среза фильтра-восстановителя найдем по теореме Котельникова.

 КГц

Идеальная АЧХ фильтра-восстановителя имеет вид:

Идеальная ФЧХ фильтра-восстановителя имеет вид:



Найдем импульсную реакцию фильтра-восстановителя

Пусть 





1. Соотношение, устанавливающее связь между полученными отсчетами aj(tj) и восстановленным сообщением a(t).



Fgr=3400 Гц

Δt=6.6\*10-5

Список используемой литературы

1. Биккенин Р.Р., Чесноков М.Н. Теория электрической связи. Случайные процессы. Помехоустойчивая передача дискретной информации: Учеб. пособие / СПбГУТ. – СПб., 2001.
2. Смирнов Г.И., Кушнир В.Ф. Теория электрической связи: Методические указания к курсовой работе / СПбГУТ. – СПб, 1999.
3. Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.Е.

Основы теории цепей: Учебник для вузов; Под ред. В.П.Бакалова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 592 с.: ил.