Санкт - Петербургский государственный университет телекоммуникаций

имени проф. М. А. Бонч-Бруевича

**КУРСОВАЯ РАБОТА**

**ПО**

**ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ**

Выполнил: Алексеев Е. В.

студент группы Р-89

Проверил: Лесман М. Я.

Санкт-Петербург

2001

# Задание на курсовую работу.

Рассчитать основные характеристики системы передачи сообщений, включающий в себя источник сообщений, дискретизатор, кодирующее устройство (кодер), модулятор, канал связи, демодулятор, декодер и фильтр-восстановитель.

Структурная схема системы связи имеет вид:



# Исходные данные для расчета (вариант 94):

В

В

Гц



относительно фазовая модуляция

В2/Гц

вид приема - оптимальная некогерентная обработка сигнала

# Источник собщения.

Источник выдает сообщение a(t), представляющее собой непрерывный стационарный процесс, мгновенные значения которого в интервале от amin до amax равновероятны, а основная доля мощности сосредоточена в полосе частот от 0 до FВ.

Требуется:

1. Записать аналитическое выражение и построить график одномерного закона распределения плотности вероятности Wa мгновенных значений случайного процесса a(t).
2. Найти математическое ожидание m1 и дисперсию σ2 процесса a(t).

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):



2. Найдем математическое ожидание m1 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 0В.

Найдем дисперсию или математическое ожидание квадрата σ2 случайного процесса a(t):







В2

**Дискретизатор.**

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

Требуется:

1. Определить шаг квантования по времени Δt.
2. Определить число уровней квантования L.
3. Рассчитать относительную мощность шума квантования, определив ее как отношение средней мощности шума квантования Ршк к средней мощности сигнала, т.е. дисперсии σ2.
4. Рассматривая дискретизатор, как дискретный источник информации с объемом алфавита L, определить его энтропию Н и производительность Н' (отсчеты, взятые через интервал Δt, считать независимыми).
5. 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 определения 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):



1. 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.**

В кодере процесс кодирования осуществляется в два этапа. На 1-ом этапе производится безызбыточное (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.

Требуется:

1. Определить минимальное значение к, необходимое для кодирования всех L уровней квантованного сообщения a(ti).
2. Определить избыточность кода с одной проверкой на четность Рк.
3. Записать двоичную кодовую комбинацию, соответствующую передаче aj-го уровня, считая, что при примитивном кодировании на 1-м этапе aj-му уровню ставится в соответствие двоичная кодовая комбинация, представляющая собой запись числа в двоичной системе.
4. определить число двоичных символов, выдаваемых кодером в секунду Vk и длительность двоичного символа Т.
5. Найдем минимальное значение к, необходимое для кодирования всех L уровней квантованного сообщения a(ti).



1. Определим избыточность кода с одной проверкой на четность.



1. Представим число j=83 в двоичной системе счисления:



Следовательно к-7 информационных символов кодовой комбинации будут иметь вид:

Определим проверочный символ *в8* путем суммирования по модулю 2 всех к=7 информационных символов.



Учитывая, что правило суммирования по модулю 2 имеет вид:



получим, что *в8=*0.

Таким образом, искомая кодовая комбинация, соответствующая передаче *а*83 уровня квантованного сообщения, будет иметь вид:

**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.



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=5.3МГц

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 

Требуется:

1. Изобразить временные диаграммы модулирующего *в(t)* и манипулированного s(t) сигналов, соответствующих передаче *а*j-го уровня сообщения *а(t)*/
2. Привести выражение и начертить график корреляционной функции модулирующего сигнала *в(t) - Bв(τ).*
3. Привести выражение и начертить график спектральной плотности мощности модулирующего сигнала *в(t)* - G*в(f)*.
4. Определить условную ширину энергетического спектра модулирующего сигнала ΔF*в*(t) из условия ΔF*в*=αVk (где α выбирается от 1 до 3). Отложить полученное значение ΔF*в* на графике G*в(f)*.
5. Записать аналитическое выражение модулированного сигнала s(t)=F[*в(t)*].
6. Привести выражение и построить график энергетического спектра модулированного сигнала Gs(f).
7. Определить условную ширину энергетического спектра модулированного сигнала ΔFs. Отложить полученное значение ΔFs на графике Gs(f).
8. 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 п 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.

МГц

**Канал связи.**

Передача сигналов s(t) осуществляется по неискажающему каналу с постоянными параметрами и аддитивной флуктуационной помехой n(t) с равномерным энергетическим спектром G0 (белый шум).

Сигнал на выходе такого канала можно записать следующим образом:



Требуется:

1. Определить мощность шума в полосе частот Fk=ΔFs
2. Найти отношение средней мощности сигнала к мощности шума.
3. Найти по формуле Шеннона пропускную способность канала в полосе Fk.
4. Определить эффективность использования пропускной способности канала Кс, определив ее как отношение производительности источника Н' к пропускной способности канала С.
5. График спектральной плотности мощности квазибелого шума имеет вид:

Тогда мощность шума в полосе частот Fk равна:



 Вт

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 ОФМ , следовательно,

 В2

Вт

Но так как мы используем не всю мощность ее сигнала, а только 95% всей мощности, то

Вт

Тогда отношение средней мощности сигнала к мощности шума равно:



1. Пропускную способность канала связи найдем по теореме Шеннона:

**4.** Найдем эффективность использования пропускной способности канала связи:



**Демодулятор.**

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

Требуется:

1. Записать правило решения демодулятора, оптимального по критерию максимального правдоподобия.
2. Записать алгоритм работы и нарисовать структурную схему оптимального демодулятора для заданного вида модуляции и способа приема.
3. Вычислить вероятность ошибки р оптимального демодулятора.
4. Определить как нужно изменить энергию сигнала, чтобы при других видах модуляции и заданном способе приема обеспечить вычисленное значение вероятности ошибки р.
5. 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.

Требуется:

1. Оценить обнаруживающую q0 и исправляющую qи способности кода (n,n-1) с одной проверкой на четность.
2. Записать алгоритм обнаружения ошибок.
3. Определить вероятность необнаружения ошибки рно.
4. Предложить метод определения наименее надежного символа из n символов двоичной комбинации.
5. 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 необнаружения ошибки при декодировании с одной проверкой на четность при условии, что мы ничего не исправляем, равна:





Вероятность обнаружения ошибки при таком алгоритме декодирования 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 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.

**Фильтр-восстановитель.**

Фильтр-восстановитель представляет собой фильтр нижних частот с частотой среза Fср.

Требуется:

1. Определить Fср.
2. Изобразить идеальные амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики фильтра-восстановителя.
3. Найти импульсную реакцию g(t) идеального фильтра-восстановителя. Начертить график g(t).
4. Частоту среза фильтра-восстановителя найдем по теореме Котельникова.

 кГц

1. Идеальная АЧХ фильтра-восстановителя имеет вид:

Идеальная ФЧХ фильтра-восстановителя имеет вид:

1. Найдем импульсную реакцию фильтра-восстановителя.

Пусть 

