Министерство связи и массовых коммуникаций РФ

Федеральное агентство связи

ГОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

Уральский технический институт связи и информатики (филиал)

Факультет телекоммуникаций

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

Расчет параметров цифровых систем передачи непрерывных сообщений

Выполнила:

студентка гр.МЕ-81с

Чибышева М.П.

Преподаватель:

Астрецов Д.В.

Екатеринбург,2009

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

для курсового проектирования

по предмету: Теория электрической связи

на тему: «Расчет параметров цифровых систем передачи

непрерывных сообщений»

студентки 4 курса МЕ-81с группы

Чибышевой Марии Петровны

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Вариант 08

Вид модуляции – ОФМ

K=5

f0=1600 Гц

δ=0,1%

Закон распределения - 4

СОДЕРЖАНИЕ

Введение 4

1 Распределение относительной среднеквадратичной ошибки 5

2 Расчет частоты дискретизации 6

3 Расчет пикфактора 8

4Расчет числа разрядов двоичного кода 9

5 Расчет допустимой вероятности ошибки, вызванной действием

 помех 10

6 Расчет энтропии источника сообщений 11

7 Расчет избыточности и информационной насыщенности

сообщения 12

8 Расчет производительности источника и пропускной способности канала связи 13

9 Выбор сложного сигнала для передачи информации и

синхронизации 14

Заключение 21

Список литературы 23

Приложение А. Структурная схема системы передачи непрерывных сообщений в цифровой форме 24

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое применение находят цифровые системы передачи (ЦСП), в которых непрерывные сообщения передаются дискретными сигналами. Преобразование непрерывного сообщения в цифровую форму осуществляется путем операций дискретизации и квантования. Дискретизация по времени выполняется путем взятия отчетов первичного сигнала b(t) в определенные дискретные моменты t. В результате непрерывную функцию b(t) заменяют совокупностью значений (отсчетов) {b(k) или {b(tк)}. Обычно моменты отсчетов выбираются на оси времени равномерно т.е. {tк = k∆}, где ∆ - шаг дискретизации.

Операция квантования сводится к тому, что вместо данного мгновенного значения (уровня) передаваемого сообщения b(tк) передают ближайшие значения по установленной цифровой шкале дискретных уровней bкв(t). Дискретные значения по шкале уровней чаще всего выбираются равными:

{bкв(ℓ) = ℓ∆b}, где ∆b- шаг квантования, ℓ = 0,1,…,L-1. Само собой разумеется, что при квантовании вносится погрешность, т.к. истинное значение b(tк) заменяют округленным значением bкв(tк). Величина этой погрешности ξ = b(tк) - bкв(tк) не превосходит половины шага квантования ∆b и может быть сведена до допустимого уровня. Погрешность ξ является случайной функцией и проявляется на выходе как дополнительный шум (шум квантования), наложенный на передаваемое сообщение. Дискретизация по времени позволяет преобразовать непрерывные сообщения в дискретный (во времени) сигнал, который после квантования превращается в цифровой. Достоинством цифровых способов передачи является возможность применения кодов как для сокращения избыточности источника. В настоящее время наибольшее применение находит система с импульсно–кодовой модуляцией (ИКМ). В этой системе непрерывное сообщение сигнала подвергается дискретизации по времени и квантованию по уровню, а затем полученная последовательность L уровней (цифр) кодируется (обычно двоичным кодом). При этом каждому уровню присваивается кодовая комбинация, состоящая из n символов “ 1” и “0”. Полученная последовательность двоичных символов передается по каналу связи одним из методов дискретной модуляции. Обычно используется частотная (ИКМ - ЧМ) или фазовая (ИКМ - ФМ) модуляция.

Целью данной курсовой работы является закрепление навыков анализа системы передачи непрерывных сообщений цифровыми методами, расчёта характеристик помехоустойчивости и других показателей качества передачи информации по каналам связи с помехами, а также отработка навыков изложения результатов технических расчётов, составление и оформление технической документации.

1 РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОЙ ОШИБКИ

Распределение среднеквадратичной ошибки входных преобразований делиться на четыре составляющих: ОСКО, вызванной ограничением максимальных отклонений сообщений от среднего значения δ2, ОСКО, вызванной временной дискретизацией сообщения δ1, ОСКО квантования исходного непрерывного процесса δ3 и ОСКО искажений сообщения, вызванных действием помех δ4. Тогда эффективное значение относительной ошибки входных преобразований может быть найдено по формуле (1.1):

δ =  (1.1)

При заданном значении δ возможно много вариантов подбора значений слагаемых в формуле (1.1). Распределение Лапласа не является равномерным, следовательно, оно и неограниченно. Все 4 ошибки присутствуют и являются независимыми и случайными, из чего следует их равноценность:

δ1=δ2=δ3=δ4=1/2δ (1.2)

δ = 0,1% = 0,001

δ1=δ2=δ3=δ4=1/2\*0,001=0,0005

2 РАСЧЕТ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

По результатам распределения ОСКО рассчитывается частота дискретизации (Fд).

По теореме Котельникова имеем:

Fд=2Fв (2.1)

Эффективное значение относительной ошибки временной дискретизации сообщения x(t) определяется равенством:

δ1= (2.2)

Где Fд – частота дискретизации;

Sx(f) – спектральная плотность мощности сообщения x(t);

S1 – площадь всей фигуры (Рисунок 2.1);

S2 – площадь заштрихованной части (Рисунок 2.1).

Sx(f)

Sx(0)

0

f0 Fв f

Рисунок 2.1 – Спектральная плотность сигнала

В задании на проектирование форма спектральной плотности мощности сообщения определена равенством

Sx(f)= (2.3)

Где S0 – спектральная плотность мощности сообщения на нулевой частоте;

k – параметр, характеризующий порядок фильтра, формирующего сообщение;

f0 – частота, определяющая ширину спектра сообщения по критерию снижения Sx(f) в два раза по сравнению с её значением на нулевой частоте Sx(0).

 (2.4)

где 

 (2.5)

 (2.6)

 (2.7)

Пользуясь формулой (2.7) можно вычислить частоту временной дискретизации Fд:

Fд =  (2.8)

Fд = 

3 РАСЧЕТ ПИКФАКТОРА

Отношение H максимального пикового значения непрерывного сообщения к его эффективному значению называется пикфактором.

 (3.1)

На рисунке 1 изображен заданный закон распределения.

U

Рисунок 3.1 – Закон распределения

Для данного распределения:

 (3.2)

 (3.3)



4 РАСЧЕТ ЧИСЛА РАЗРЯДОВ ДВОИЧНОГО КОДА

Связь эффективного значения относительной ошибки квантования δ3 с числом разрядов Np двоичного кода при достаточно высоком числе уровней квантования, когда ошибку можно считать распределенной по закону равномерной плотности, определяется выражением:

δ3   (4.1)

Таким образом, задавшись допустимым значением относительной ошибки δ3, можно найти число разрядов двоичного кода, обеспечивающее заданную точность преобразования:

Np=  (4.2)

Где E(x) – целая часть дробного числа x.

Np=+1=13 (4.3)

5 РАСЧЕТ ДОПУСТИМОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ, ВЫЗВАННОЙ ДЕЙСТВИЕМ ПОМЕХ

Оптимальный приёмник вычисляет апостериорную плотность распределения вероятности и выдаёт то значение сообщения, при котором апостериорная плотность максимальна.

Эффективное значение среднеквадратичной ошибки воспроизведения сообщения, вызванной ошибочным приемом одного из символов двоичного кода за счет широкополосного шума, можно найти по формуле:

 (5.1)

где Рош – вероятность ошибки приема разрядного символа.

Приведенная формула справедлива при небольших значениях .

Из формулы (5.1) выразим допустимую вероятность ошибки:

 (5.2)

Выражаем из формулы (5.2) :

 (5.3)



Найдем требуемое значение отношения , обеспечивающее требуемое качество.

 (5.4)

 (5.5)



6 РАСЧЕТ ЭНТРОПИИ ИСТОЧНИКА СООБЩЕНИЙ

Энтропия источника сообщения – это его информационная характеристика.

Для расчёта энтропии целесообразнее всего воспользоваться приближённой формулой, которая является достаточно точной при большом числе уровней квантования:

 (6.1)

где W(x) – плотность вероятности сообщения;

h – значение интервала квантования;

Um – порог ограничения сообщения.

 (6.2)

Для четвертого распределения энтропия выражается следующей формулой:

H(x) =  (6.3)

H(x) = 13 - 0,5 +  =12,5 - 1 = 11,5 бит/симв

7 РАСЧЕТ ИЗБЫТОЧНОСТИ И ИНФОРМАЦИОННОЙ НАСЫЩЕННОСТИ СООБЩЕНИЙ

Для оценки избыточности сначала рассчитаю информационную насыщенность сообщения:

Iн(x)= (7.1)

где Hмакс – максимальная энтропия источника, достигаемая при равномерном распределении.

Тогда избыточность может быть найдена и выражена

R(x) = 1 – Iн(x) = 1 - 0,885 = 0,115 (7.2)

8 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ИСТОЧНИКА

И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ

Производительность источника сообщения находиться из равенства:

I`(x) = 2f0∙H(x) = 2 1600 11, 5 = 36800 бит/(симв·с) (8.1)

Пропускная способность канала связи определяется формулой Шеннона, которая означает условия согласования канала связи с источником сообщения



C = I`(x) = 36800 бит/с (8.2)

Сравнивая пропускную способность (8.2) с производительностью источника (8.1), можно найти значение отношения мощности сигнала и помехи, требуемое для согласования источника сообщения с каналом связи:

 (8.3)

 (8.4)

Следовательно:

 (8.5)



Следует иметь в виду, что в данном случае речь идёт о мощности шума в полосе частот, равной половине частоты дискретизации сообщения, и что при этом информация передаётся без искажений.

9 ВЫБОР СЛОЖНОГО СИГНАЛА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ И СИНХРОНИЗАЦИИ

Применение сложных сигналов не может дать выигрыша в помехоустойчивости при помехе в виде широкополосного шума и сигнале, известном точно. Однако применение сложных сигналов позволяет получить ряд других преимуществ:

1) Сложные сигналы обладают повышенной помехоустойчивостью по отношению к помехам с сосредоточенным спектром (узкополосным помехам);

2) Сложные сигналы обладают повышенной разрешающей способностью, которая позволяет разделить сигналы при многолучевом распространении;

3) Использование сложного сигнала позволяет обеспечить синхронизацию устройства восстановления аналогового сообщения по принятому цифровому сигналу.

Необходимо выбрать два вида используемых сигналов с ФКМ – фазокодовой манипуляцией (это последовательность импульсов, у которых фаза меняется на π по специальному коду). Один сигнал должен быть использован для синхронизации, второй – для передачи информационных символов.

Существует два типа кода:

* код Баркера;
* М–последовательность.

Я выбираю для передачи информационной последовательности и для импульсов синхронизации М–последовательность.

k-ый элемент последовательности рассчитывается по формуле:

 (9.1)

где С и d – двоичные числа.

Составим М-последовательность для синхроэлемента. Для этого зададим первые четыре импульса:



Рассчитаем остальные элементы для передачи информационных символов:

 (9.2)

где k больше либо равно пяти.

Рассчитаем число элементов в каждой последовательности по формуле:

 (9.3)





Таким образом, я получила М-последовательность для передачи информационных символов: 100011110101100.

Рассчитаем элементы для передачи синхросигнала:

 (9.4)





М-последовательность для передачи синхросигнала: 100010011010111.

Далее построим функцию корреляции для информационных импульсов и синхросигнала, предварительно пропустив М-последовательность через схему согласованного фильтра.



Рисунок 9.1 – Схема согласования фильтров для информационных импульсов

Рисунок 9.2 - Схема согласования фильтров для синхроимпульсов

Таблица 9.1 – Вычисление значений сигнала на выходе согласованного фильтра (фильтр информационный, сигнал информационный)

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| Х |  | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Х |  |  | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| Х |  |  |  | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 |
| ∑ | 0 | 0 | 3 | 2 | -3 | -2 | -3 | 2 | 1 | 2 | -3 | -4 | -1 | 1 | 13 |



Рисунок 9.3 - Функция корреляции

Таблица 9.2 – Вычисление значений сигнала на выходе согласованного фильтра (фильтр информационный, синхросигнал)

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| Х |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Х |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Х |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 |
| Х |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 |
| ∑ | 1 | 0 | -1 | -4 | 1 | 0 | 5 | 2 | -1 | -2 | 1 | 4 | -1 | 4 | 1 |



Рисунок 9.4 - Функция корреляции

Таблица 9. 3– Вычисление значений сигнала на выходе согласованного фильтра (фильтр синхронный, синхросигнал)

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| Х |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Х |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Х |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| X |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| X |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| X |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| X |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 1 |
| ∑ | 1 | 0 | -1 | -4 | 1 | -2 | 1 | -2 | 1 | -2 | 3 | 0 | -1 | -2 | 15 |



Рисунок 9.5 - Функция корреляции

Таблица 9.4 – Вычисление значений сигнала на выходе согласованного фильтра (фильтр синхронный, сигнал информационный)

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
|  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| Х |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| Х |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Х |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
|  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| X |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| X |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| X |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| X |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 | 1 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 | 0 |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  | 0 |
| ∑ | -1 | 0 | 3 | 2 | -3 | 0 | 1 | 2 | -5 | 2 | -1 | -4 | -1 | -2 | -1 |



Рисунок 9.6 - Функция корреляции

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате курсовой работы я закрепила навыки по анализу систем передачи непрерывных сообщений цифровыми методами, по расчету характеристик помехоустойчивости и других показателей качества передачи информации по каналу связи с помехами. Была разработана структурная схема системы передачи непрерывного сообщения в цифровой форме.

Сведем основные результаты расчетов в таблицу.

|  |  |
| --- | --- |
| ВЕЛИЧИНА | ЗНАЧЕНИЕ |
| 1. Эффективные значения относительных среднеквадратичных ошибок этапов входных преобразований и ошибки, вызванной действием помех | 0,0005 |
| 2. Значение частоты дискретизации Fд | 13600 Гц |
| 3. Значение пикфактора Н | 5,4 |
| 4. Число разрядов двоичного кода Np | 13 |
| 5.Энтропия источника сообщений Н(x) | 11,5 |
| 6. Требуемое отношение  при оптимальном когерентном приеме | 37 |
| 7. Требуемое отношение  при оптимальном некогерентном приеме | 36,5 |
| 8. Требуемое значение отношения сигнал/шум для обеспечения пропускной способности канала связи | 8,4 |

В заключение курсовой работы хотелось бы сказать об эффективности систем связи и о методах их повышения: под эффективностью понимают некоторую функцию показателей качества, которая характеризует систему связи с технической точки зрения. На начальном этапе проектирования во внимание принимаются лишь основные показатели качества. К ним, прежде всего, относится достоверность и скорость передачи сообщений (верхняя частота при непрерывных сообщениях), полоса частот, отводимая на передачу сигнала, и энергетика линии. Важность названных показателей определяется следующими причинами. Требование к достоверности и скорости передачи сообщений обуславливается областью применения систем передачи информации (СПИ). Занимаемая полоса частот и энергетика линии обуславливают ресурсы канала: полоса частот решающим образом влияет на электромагнитную совместимость радиосредств, а стоимость устройств, обеспечивающих энергетику радиолинии (антенны, выходные каскады передатчиков, входные каскады приёмников), составляет, как правило, основную часть стоимости СПИ.

Предварительный анализ систем можно вести по небольшому числу показателей качества. Обычно в их качестве берут скорость передачи достоверность передачи, определяемую вероятностью ошибки при передаче дискретных сообщений или отношением сигнал/шум на выходе демодулятора при передаче непрерывных сообщений.

Высокие показатели качества можно обеспечить при комплексном подходе к проектированию модулятора, кодирующего устройства и демодулятора, декодирующего устройства с учетом условий и ограничений, накладываемых на вид модуляции и кодирования, структуру и интенсивность помех, вид канала связи. При приеме в целом, хотя и обеспечивается наибольшая верность принятого сообщения, но оптимальный приемник из-за большого числа каналов очень сложен, следовательно, имеет большую стоимость. Поэтому используется поэлементный прием с последующим декодированием принятой кодовой комбинации. Некоторое ухудшение качества в верности принятого сообщения здесь компенсируется существенным упрощением приемника.

Уменьшить потери информации при обработке сигнала можно различными способами, в том числе за счет более позднего принятия решения. Такой вид решения называется «мягким». При таком режиме напряжение с выходов согласованных фильтров хранятся в ЗУ и используется при декодировании принимаемой кодовой комбинации.

Повышение верности принятого сообщения достигается также согласованием кодирующего и декодирующего устройства с каналом связи.

Разработаны 2 способа согласования кодека с каналом. Первый связан с подбором кода, второй – с преобразованием исходных каналов к стандартному дискретному каналу.

Устранение избыточности реальных источников сообщений в ряде случаев диктуется необходимостью повышения эффективности систем связи.

Устранение избыточности источников при цифровой передаче непрерывных сообщений, как правило, сопровождается согласованием источника с цифровым каналом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1)Теория электрической связи: Методические указания по изучению курса и выполнению курсовой работы./Д. В. Астрецов, Екатеринбург, УФ СибГУТИ, 2001

2) Теория электрической связи: Учебник для вузов/А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; Под ред. Д.Д. Кловского.- М: Радио и связь, 1998.

3) Теория электрической связи: Учебник для вузов./Клюев Л.Л.- Минск: Дизайн ПРО, 1998.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНОГО СООБЩЕНИЯ В ЦИФРОВОЙ ФОРМЕ

