**Данные к расчетам:**

**Вид модуляции – ФМ (фазовая модуляция)**

**Способ приема сигнала – когерентный**

**Мощность сигнала на выходе приемника (Рс) = 4,2 (В)**

**Длительность электрической посылки (Т) = 15 10-6 (сек.)**

**Спектральная плотность помехи (No) = 1 10-5 (Вт/Гц)**

**Вероятность передачи сигнала “1” Р(1) = 0,90**

**Число уровней квантования (N) = 128**

1. Структурная схема системы связи.

Рис.1.

 Источник (**передатчик**) и получатель (**приемник**) служат для обмена некоторой информацией. В одном случае отправителем и получателем информации служит человек, в другом случае это может быть компьютер (так называемая **телеметрия**). При передаче сообщения, сигнал поступает на кодирующее устройство (**кодер**), в котором происходит преобразование последовательности элементов сообщения в некоторую последовательность кодовых символов. Далее закодированный сигнал проходит через **модулятор**, в котором первичный (НЧ) сигнал преобразуется во вторичный (ВЧ) сигнал, пригодный для передачи по каналу связи на большие расстояния. **Линия связи** – это среда, используемая для передачи модулированного сигнала от передатчика к приемнику. Такой средой служат: провод, волновод, эфир). После прохождения по линии связи, сигнал поступает на приемник, в котором происходит обратный процесс. В демодуляторе происходит преобразование принятого приемником модулированного первичного (ВЧ) сигнала во вторичный (НЧ) сигнал. Далее демодулированный сигнал проходит через декодер, в котором восстанавливается закодированное сообщение.

 В системах передачи непрерывных сообщений (аналоговая модуляция) решающая схема определяет по вторичному сигналу (ВЧ) наиболее близкий по значению переданный первичный сигнал и восстанавливает его.

**1.1 Выбор схемы приемника**

Система ФМ – является оптимальной, когерентной системой передачи двоичных сигналов. По сравнению С ЧМ – ФМ обеспечивает при одинаковой помехоустойчивости двойной выигрыш по полосе частот и по мощности, занимаемой передаваемым сигналом.

 Так как при ФМ необходимо получать информацию о фазе принимаемого сигнала, то при этом приеме в обязательном порядке используют метод когерентного приема.

РУ

СУ

ФНЧ

ФД

Ф

Г

Рис.2

Ф – полосовой фильтр;

ФД – фазовый детектор;

Г – гетеродин;

ФНЧ - фильтр нижней частоты;

РУ - решающее устройство;

СУ – сравнивающее устройство;

ПЗ – полоса задержки.

 В сигналах с фазовой манипуляций (ФМ) знак выходного напряжения определяется фазой принятого сигнала в **фазовом детекторе** ***ФД***. Под воздействием помехи полярность напряжения может измениться на противоположную, что приводит к ошибке. Это может произойти в том случае, если помеха изменит результирующего колебания относительно ее номинального значения на угол, лежащий в интервале от до . При оптимальном приеме ФМ сигналов в присутствии гауссовых помех предварительная фильтрация сигналов до фазового детектора не является обязательной, однако в реальных приемниках для подавления помех других видов обычно используют **полосовые фильтры** ***Ф*** с полосой пропускания . **Гетеродин** ***Г*** вырабатывает опорный сигнал, частота и фаза колебаний которого полностью совпадает с частотой и фазой одного из сигналов фазового детектора. При когерентном приеме сравниваются не фазы, а полярности посылок, полученных на выходе ФД. Для сравнения полярностей посылок используются цепь задержки и **сравнивающее устройство** ***СУ*** , на выходе которого образуется положительное напряжение, если предыдущая и настоящая посылки имеют одинаковую полярность и одинаковое напряжение, когда полярности соседних посылок различные. В приведенной схеме колебания гетеродина синхронизируются по фазе принимаемым сигналом при помощи системы синхронизации. Фаза колебаний гетеродина также неоднозначна и имеет два устойчивых состояния 00 и 1800, в отличии от схемы с ФМ, переход фазы под воздействием помех из одного состояния в другое не приводит к обратной работе.

Полоса пропускания канальных фильтров: ; (1)

Определим вероятность ошибки на выходе ФМ приемника, при когерентном приеме сигнала.

 (2)

где q – отношение сигал/шум, вычисляется по следующей формуле:

 (3)

Pc – мощность приходящего сигнала;

 - полоса пропускания канальных фильтров;

N0 – спектральная плотность помехи.

В данном случае присутствует аддитивная помеха (Белый шум с гауссовским законом распределения).

; .

В формуле (1) присутствует функция Крампа, выражающей интеграл вероятности (табличное значение). [4].

Находим аргумент функции: ;

Из таблицы, приведенной в [4] находим, что значение функции крампа при данном аргументе .

Далее подставим найденные значения в формулу (1), в результате получим:

;

Построим график зависимости вероятности ошибки от мощности сигнала.

Рис.3

Из приведенного выше графика можно сделать вывод, что с ростом мощности сигнала, вероятность ошибки уменьшается по экспоненциальному закону.

**2. Сравнение выбранной схемы приемника с идеальным приемником Котельникова**

Обычно приемник получает на вход смесь передаваемого сигнала S(t) и помехи n(t). *x(t)=S(t)+n(t)*. Как правило передаваемый сигнал S(t) – это сложное колебание, которое содержит кроме времени, множество других параметров (амплитуду, фазу, частоту и т.д.), т.е. сигнал S(t)=f(a,b,c,…t).Для передачи информации используется один, или группа этих параметров, и для приемника задача состоит в определении значений этих параметров в условиях мешающего действия помех.Если поставленная задача решается наилучшим образом, по сравнению с другими приемниками, то такой приемник можно назвать приемником, обеспечивающим **потенциальную помехоустойчивость** (***идеальный приемник***).

Схема идеального приемника

Рис 4

Данный приемник содержит два генератора опорных сигналов S1(t) и S2(t), которые вырабатывают такие-же сигналы, которые могут поступать на вход приемника, а также два квадратора и два интегратора и схему сравнения, которая выполняет функции распознавания и выбора, формируя на выходе сигналы S1 и S2. Т.к. данная схема идеального приемника, является приемником Котельникова, то как и многие другие приемники дискретных сигналов, она выдает на выходе сигналы, отличные от передаваемых. Для решения этой задачи, в схему включены выравнивающие устройства.

Как правило способ передачи информации (кодирование и модуляция) задан и задача сводится к поиску оптимальной помехоустойчивости, которую обеспечивают различные способы приема.

Под **помехоустойчивостью** системы связи подразумевается способность системы восстанавливать сигналы с заданной достоверностью. Предельно допустимая помехоустойчивость называется потенциальной. Сравнение потенциальной и реальной помехоустойчивости позволяет дать оценку качества приема данного устройства и найти еще не использованные ресурсы. Сведения о потенциальной помехоустойчивости приемника при различных способах передачи позволяют сравнить эти способы между собой и найти наиболее совершенные.

**2.1. Рассмотрим и сравним амплитудную, частотную и фазовую (дискретные) модуляции.**

ДИСКРЕТНАЯ АМПЛМТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ДАМ).

 Сигнал, поступающий на вход приемника (ДАМ) имеет следующий вид:

Вероятность ошибки зависит не от отношения мощности сигнала к мощности ошибки, а от отношения энергии сигнала к спектральной плотности помехи.

*(Eэ – равна энергии первого сигнала)*

тогда аргумент функции Крампа *Ф(x)* равна , подставляя это выражение в формулу вероятности ошибки получим:

 - вероятность ошибки для ДАМ. (4)

 *S1*

*ДАМ рис. 5*

 *S2*

На рис.5 представлена векторная диаграмма для ДАМ из нее видно, что расстояние между векторами *S1* и *S2* равно длине вектора *S1*.

ДИСКРЕТНАЯ ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ДЧМ).

Сигнал, поступающий на вход приемника, при данном виде модуляции имеет вид:

При частотной модуляции сигналы *S1(t)* и *S2(t)* являются взаимоортогональными, в связи с этим функция взаимной корреляции равна нулю. И так как амплитуды сигналов *S1(t)* и *S2(t)* равны, то *Е1=Е2*. В результате чего *Еэ=2Е1*, а аргумент функции Крампа будет равен: *h0*.

Поэтому подставляя эту величину в формулу вероятности получим: - вероятность ошибки, при ДЧМ. (5)

  *S1*

*ДЧМ рис. 6*

 *0 S2*

На рис.6 представлена векторная диаграмма ДЧМ, на которой можно заметить, что расстояние между векторами (взаимоортогональные сигналы) равно . Заметим, что по сравнению с ДАМ, мы получаем двойной выигрыш по мощности.

ДИСКРЕТНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ДФМ).

При ДФМ сигнал, поступающий на вход приемника имеет следующий вид:

В данном случае аргумент функции Крампа будет равен:

Поэтому подставляя эту величину в формулу вероятности ошибки получим:

 (6)

 *S1*

 *ДФМ 0 рис.7*

 *S2*

Из приведенной векторной диаграммы видно, что расстояние между векторами сигналов равно *2S1.* Энергия пропорциональна квадрату разности сигналов.

Заметим, что по сравнению с ДАМ мы получим четырехкратный выигрыш по мощности.

 Следует уточнить, что приведенные данные о энергии сигналов ДАМ, ДЧМ и ДФМ относятся к пиковым мощностям этих сигналов. В этом смысле при переходе от ДЧМ к ДАМ мы имеем двукратный выигрыш в пиковой мощности, однако при ДАМ сигналы имеют пассивную паузу, т.е. мощность сигналов в паузе равна нулю, поэтому по потребляемой передатчиком мощности, кроме проигрыша по мощности, имеется еще и двукратный выигрыш. С учетом этого, при переходе от ДЧМ к ДАМ проигрыш по мощности компенсируется двукратным выигрышем за счет пассивной паузы ДАМ, в результате чего по потребляемой мощности эти сигналы оказываются равноценными, однако при ДАМ трудно установить необходимый порог в сравнивающем устройстве, а при приеме сигналов ДЧМ регулировка порога не требуется, в связи с этим свойством ДЧМ применяется чаще, чем ЧАМ.

Вероятность ошибки зависит от вероятности некорректного приема сигналов *S1* и *S2*, но при применении приемника Котельникова предполагается что канал связи – симметричный, т.е. совместные вероятности передачи и приема сигналов

*S1* и *S2* равны. Исходя из этого запишем формулу вероятности ошибки: (7)

Возьмем формулу 7 за основу для определении вероятности ошибки в приемнике Котельникова.

 Предположим, что нам известно, что на вход приемника поступает сигнал *S1(t)*. в этом случае используя правило приемника Котельникова, в котором должно выполняться следующее неравенство:

 (8)

При сильной помехе знак неравенства может измениться на противоположный, в результате чего вместо сигнала S1(t) на вход может поступить сигнал S2(t), т.е. произойдет ошибка. Поэтому вероятность ошибки можно рассматривать, как вероятность изменения знака неравенства (8). Подставляя вместо *x(t)=S1(t)+n(t)*. Преобразовывая получаем:

 (8)

Вероятность ошибки в приемнике Котельникова, выраженная, через эквивалентную энергию *Еэ*, которая представляет собой разность сигналов *S1(t)* и *S2(t)* и будет определяться формулой:

Формулы вероятности ошибки для ДАМ, ДЧМ и ДФМ. Приведены соответственно: 6, 5, 4.

**2.1.2. Преобразование приемника Котельникова применительно к фазовой модуляции.**

 Приемник Котельникова, являющийся идеальным и обеспечивающий оптимальную помехоустойчивость использует для приема и распознавания информации, передаваемой по каналу связи все параметры передаваемого сигнала (фаза, частота, амплитуда), кроме того в приемнике Котельникова, в отличии от реального приемника отсутствуют фильтры на входе, обеспечивающие фильтрацию помех. Схема приемника Котельникова приведена на рис. . В качестве опорного генератора применим фазовый опорный гетеродин. Схема преобразованного приемника приведена на рис.8.

Рис.8

Вычислим отношение энергии сигнала Е к спектральной плотности N0.

Энергия сигнала при фазовой модуляции вычисляется по формуле:

*Eэ=Pc T* (2.1.)

, откуда отношение энергии к спектральной плотности сигнала будет равно:

;

Найдем вероятность ошибки в приемнике Котельникова, применительно к фазовой модуляции.

; (2.2.) ; .

Из сравнения потенциальной помехоустойчивости приемника Котельникова с потенциальной помехоустойчивостью когерентного приемника с фазовой модуляцией, можно сделать вывод, что помехоустойчивость приемника, использующего в качестве информационного параметра фазу, почти приближена к вероятности ошибки приемника Котельникова.

**3. Оптимальная фильтрация.**

 Отметим, что оптимальный приемник, является корреляционным, сигнал на его выходе представляет собой функцию корреляции принимаемого и ожидаемого сигналов, благодаря чему обеспечивается максимально-возможное отношение сигнал/шум.

 Так как определение функции корреляции является линейной, то её можно реализовать в некотором линейном фильтре, характеристики которого являются такими, что отношение сигнал/шум на его выходе получается максимальным. Задача оптимальной фильтрации непрерывного сигнала ставится так, чтобы обработав принятый сигнал, получить на выходе приемника сигнал, наименее отличающийся от переданного сигнала. Решение этой задачи основывается на трех основных предположениях:

1. Сигнал S(t) и помеха w(t) представляют собой стационарные случайные процессы;
2. Операция фильтрации предполагается линейной;
3. Критерием оптимальности считается минимум среднеквадратичной ошибки.

Рассмотрим задачу синтеза фильтров, которые используются в схемах обнаружения и различения дискретных сигналов. Как правило эти фильтры ставятся перед решающим устройством, задача которого – вынести решение в пользу того или иного сигнала. Нужно отметить важное обстоятельство, что при приеме дискретных сигналов нет необходимости заботиться о сохранении формы сигнала. Основная задача – обеспечить минимум ошибочных решений при приеме сигналов. Очевидно, что вероятность ошибочного приема будет уменьшаться. Поэтому при синтезе фильтров для дискретных сигналов используется **критерий максимума** отношения сигнал/шум на выходе фильтра. Фильтры, удовлетворяющие данному критерию могут называться **оптимальными фильтрами**, или фильтрами, максимизирующими отношение сигнал/шум.

 На вход фильтра с передаточной функцией K(jw) подается смесь сигнала S(t) и помехи n(t). Полагаем сигнал полностью известным, неизвестным считается лишь факт его присутствия. Известны также статистические характеристики шума (помехи). Требуется синтезировать такой фильтр (т.е. Копт(jw)), который обеспечивал бы на выходе в заданный момент времени (момент принятия решения) t0 наибольшее отношение пикового значения сигнала y(t0) к среднеквадратичному шуму σn:

 (3.1.)

Рассмотрим случай, когда шум на входе фильтра имеет равномерный энергетический спектр G(w)=ν02 (белый шум). Сигнал может быть задан своей временной функцией S(t) или комплексным спектром.

комплексный коэффициент передачи фильтра представим в форме:

тогда для сигнала и дисперсии шума на выходе фильтра можно записать:

 (3.2.)

 (3.3.)

Примем *t0* – как некоторый фиксированный момент времени, при котором амплитуда на выходе фильтра достигает своего максимального значения. Для этого значения времени получим:

 (3.4.)

отношение квадрата пикового значения сигнала к дисперсии шума в момент времени *t0* будет равно:

 (3.5.)

Дальше задача сводиться к отысканию коэффициента передачи *Kопт(jw)*, обеспечивающего максимум значения *h2*. Для этого можно воспользоваться неравенством Шварца-Буняковского для комплексных функций.

 (3.6.)

данное неравенство превращается в равенство только при условии:

 , где *а* – некоторая постоянная. (3.7.)

Подставляя неравенство (3.6.) в (3.7.), замечаем, что максимум величины *h2* обеспечивается при выполнении условия:

 (3.8.)

из последнего выражения получим:

 *K(w)=aS(w), ϕK(w)+ϕS(w)+wt0=0*

Откуда находим:

 *ϕK(w)+ϕS(w)+wt0=0*

 *ϕK(w)=-ϕS(w)-wt0*.

Таким образом, передаточная функция оптимального фильтра должна определяться выражением:

 (3.9.), где \* обозначает комплексно-сопряженную величину. Тогда отношение сигнал/шум в момент времени *t0* будет равно:

 , где *E* – энергия сигнала на входе фильтра. Величина *hm2* определяется только энергией сигнала и не зависит от его формы.

**Пояснения к полученным результатам**.

 АЧХ оптимального фильтра отличается постоянным множителем от амплитудного спектра сигнала, поэтому оптимальный фильтр пропускает различные частотные составляющие сигнала неравномерно с тем большим ослаблением, чем меньше интенсивность этих составляющих, в результате полная мощность шума на выходе фильтра получается меньшей, чем при равномерной АЧХ.

 Заметим, что член выражения *wt0* для фазовой характеристики означает сдвиг во времени на величину *t0* всех частотных составляющих сигнала. Приведенные равенства означают, что в момент времени *t0* все спектральные составляющие сигнала фильтра имеют одну и ту же начальную фазу. Оптимальный фильтр обеспечивает компенсацию начальных фаз составляющих сигнала. Складываясь в фазе, спектральные составляющие сигнала образуют в момент времени *t0* пиковый выброс выходного сигнала. На составляющие шума, имеющие случайные начальные фазы, оптимальный фильтр таково влияния не оказывает.

 Вследствие этих двух причин оптимальный фильтр обеспечивает максимум пикового напряжения сигнала к среднеквадратичному значению шума.

 Так как частотные характеристики оптимального фильтра, обеспечивающего максимум отношения сигнал/шум, полностью определяются спектром (т.е. формой) сигнала, то говорят, что они **согласованы** с сигналом, а такой фильтр называют **согласованным** для данного сигнала. Следует отметить, что оптимальный фильтр для сигнала *S(t)* будет являться оптимальным и для всех сигналов той же формы, но отличающихся от него амплитудой, временным положением и начальной фазой заполнения (для радиоимпульсов).

 Полученные выше результаты относятся к случаю приема сигналов с белым шумом. Рассматривая более общий случай, когда шум имеет неравномерную спектральную плотность *Gn(w)*, можно показать, что передаточная функция оптимального фильтра должна определяться выражением

 (3.10.)

Оптимальный фильтр в этом случае можно представить в виде последовательного соединения двух фильтров. Первый из них имеет амплитудно-частотную характеристику , его назначение – “обелить” шум, который поступает на вход фильтра. Второй фильтр с передаточной характеристикой *K2(jw)* является оптимальным для искаженного сигнала (после первого фильтра), но уже при белом шуме.

 Здесь интересно отметить следующее обстоятельство.Если квадрат амплитудно-частотного спектра сигнала совпадает по форме со спектральной плотностью шума, т.е. , то АЧХ оптимального фильтра должна быть равномерной *(K(w)=K=const)*.

 Определим импульсную переходную функцию согласованного фильтра. Импульсной переходной функцией называется отклик цепи на короткий импульс (дельта-функция). Она связана с передаточной характеристикой преобразование Фурье:

 (3.11.)

Так как для согласованного фильтра , то для g(t) получим

 (3.12)

 Таким образом, импульсная переходная функция согласованного фильтра для сигнала *S(t)* отличается от временной функции, описывающей этот сигнал, только постоянным множителем, смещением во времени на величину *t0* и знаком аргумента *t*. Другими словами, **импульсная переходная** функция согласованного фильтра является зеркальным отражением временной функции сигнала, сдвинутым на величину *t0*.

Величина *t0* выбирается из условия физической реализуемости фильтра, согласно которому отклик цепи не может опережать воздействие. Если на вход фильтра подается дельта-функция в момент времени *t=0*, то отклик (импульсная реакция) фильтра может появиться лишь при *t>0*. Только при выполнении этого условия может быть использована вся энергия сигнала для создания пикового выброса в момент времени *t=t0*. Обычно выбирают *t0=T*. Можно сделать вывод, что согласование сигналов возможно лишь для сигналов конечной длительности, т.е. импульсных сигналов.

4. Передача аналоговых сигналов методом ИКМ.

 Согласно теореме отсчетов непрерывный сигнал можно передавать мгновенными значениями этого сигнала (отсчетами), следующими с определенной частотой повторения. Последняя должна быть больше не менее, чем в 2 раза передаваемой частоты входного сигнала. Такое представление сигала во времени называется **дискретизацией**.

 Информация о мгновенном значении входного непрерывного сигнала может быть передана в сторону приемника непосредственно в форме отсчетов – амплитудно-модулированных импульсов, взятых в определенные временные моменты, причем длительность импульсов, как правило очень мала по сравнению с периодом их повторения. В интервалах между двумя соседними отсчетами одного сигнала последовательно во времени можно разместить отсчеты других передаваемых сигналов, а на приемной стороне эти отсчеты распределить между каналами.

В основе амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) лежит передача сигналов в виде импульсов, промодулированных по амплитуде. Под влиянием помех, возникающих в тракте передачи, происходят случайные изменения формы и амплитуды передаваемых импульсов, что при восстановлении исходного непрерывного сигнала проявляется в виде дополнительного шума. Физически уменьшение этого шума возможно лишь за счет снижения уровня помех в тракте передачи, что практически приводит к уменьшению дальности связи.

 Изменение амплитуды однако можно передавать в виде изменения длительности импульсов. Амплитуда широтно-модулированных импульсов (ШИМ) постоянно, при этом удается снизить влияние внешних помех при передаче импульсов, что дает возможность значительно увеличить дальность связи.

 Передача информации путем изменения положения импульса постоянной амплитуды и длительности лежит в основе время-импульсной модуляции (ВИМ).

 Описанные виды импульсной модуляции (АИМ, ШИМ, ВИМ) соотносятся как обычные (АМ, ЧМ, ФМ) и являются аналоговыми методами импульсной модуляции, общим недостатком которых являются жесткие требования к параметрам линии связи, т.к. помехи, которые накладываются на передаваемый модулированный импульс, изменяют его форму, что в приемнике отражается как дополнительный шум. Этот шум значительно увеличивается при передаче информации на большие расстояния, т.к. искажения импульсов отдельных участков складываются. Технические ограничения, накладываемые на приведенные выше способы импульсной модуляции вели к дальнейшему поиску способов , при которых для передачи информации можно было полностью перейти к чисто цифровой форме сигнала, передаваемого по тракту передачи. Результатом этого поиска явилась импульсно-кодовая модуляция (ИКМ).

**4.1. Принцип ИКМ**.

 Входной непрерывный сигнал *x=f(t)* дисккретизируется в соответствии с теоремой отсчетов, а амплитуда АИМ импульсов, отображающая мгновенное значение входного сигнала в момент дискретизации, преобразуется кодером в двоичные числа. Так как число символов *n* в двоичном числе, отражающем амплитуду импульса, ограничено, то ограничено и число цифр, позволяющих обозначить амплитуду соответствующего импульса. Поэтому кодер не может в большинстве случаев точно закодировать амплитуду импульсов, а производит “округление” до ближайшей нормированной амплитуды, которая может быть передана двоичным числом с ограниченным количеством разрядов. Отсюда следует, что кодер должен последовательно переводить непрерывно изменяющиеся амплитуды АИМ импульсов в квантованные по уровню АИМ импульсы и кодировать, т.е. выражать их через дискретно-квантованные по уровню величины в двоичном коде. Группа двоичных символов, которая используется для передачи одной дискретно-квантованной амплитуды, называется кодовой группой (кодовое слово). Число уровней квантования в кодовой группе с количеством разрядов *n* равно:

 *N=2n*

, тогда число разрядов, при известном количестве уровней квантования будет равно: , при *N=128* .

**Дискретизация сигнала**.

 **Дискретизация** – первый шаг при преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму. На входе декодера она появляется в виде АИМ импульсов, поступающих на выход через фильтр нижних частот.

 Форма амплитудно-модулированных импульсов может быть различной и зависит от схемы дискретизатора и способов кодирования и декодирования. При передаче необходимо получать как можно более узкие импульсы отсчетов, чтобы в интервалах между ними разместить отсчеты сигналов остальных каналов система, а при приеме, наоборот, как можно более широкие импульсы отсчетов, так как мощность низкочастотного сигнала на входе приемника зависит от энергии импульсов отсчетов, восстановленных на выходе декодера.сигнал на выходе АИМ ключа – самая простая форма дискретизированного сигнала, у которого вершины импульсов повторяют форму исходного непрерывного сигнала.

 Передача аналоговых сигналов цифровыми методами сопровождается **шумом квантования**, возникающим из-за деления динамическогодиапазона кодека на конечное число дискретных величин (**ступеней квантования**).

 Предположим, что весь динамический диапазон кодера *y1,y2,…,yk, …yN-1,yN*… разделен на *N* одинаковых ступеней квантования *Δ*. В центре каждой ступени расположен уровень, значение которого или его порядковый номер. Кодер в процессе кодирования может выразить двоичным числом. Обозначим эти уровни квантования через *y1, y2, …,yk, …, yN*. Далее предположим, что максимальное значение непрерывного входного сигнала *x=f(t)* не превышает общего динамического диапазона кодера (это предположение исключает дополнительные шумы из-за ограничения сигналов) и в каждый момент *ti* достигает *xi=f(t)*. При выполнении операции квантования возникает ошибка квантования *di=xi-yk*, где *yk* – ближайший уровень квантования.

 Качество передачи в системах с ИКМ оценивается отношением мощности сигнала к мощности шума квантования , дБ

 (4.2.1.)

качество повышается при увеличении шагов квантования.

Мощность шума квантования можно найти из выражения:

*Pкв=Δ2/12*, где *Δ* - ступени квантования. *Δ=128*, тогда Ркв=1365

Вычислим отношение мощности сигнала к мощности шума квантования.

 дБ.

 Сравнение аналоговых импульсных видов модуляции (АИМ, ШИМ, ВИМ) с ИКМ позволяет сделать следующие выводы:

* Информация о мгновенных параметрах входного непрерывного сигнала при аналоговых импульсных видах модуляции передается при непрерывном изменении аналоговых величин (амплитуды, длительности, временного положения) импульса. Длительность действия систем передачи с этими видами модуляции, как правило, ограничена искажениями, возникающими в процессе передачи, главной причиной которых является чувствительность передаваемого сигнала к внешним помехам;
* Информация о мгновенных параметрах непрерывного сигнала в системах с ИКМ передается в виде двоичных чисел (кодовых групп), представленных последовательностью импульсов одинаковой формы и амплитуды. Так как искажения этих импульсов при условии безошибочной регенерации не влияют на качество передачи и их сравнительно легко регенерировать, то практически можно достичь независимости качества передачи входного непрерывного сигнала от дальности связи. Необходимо помнить, что при ограничении числа уровней квантования входного непрерывного сигнала появляется дополнительный шум. Кроме того, цифровые системы передачи по сравнению с аналоговыми занимают более широкую полосу частот, что объясняется заменой аналогового сигнала группой импульсов.

**5. Статистическое (эффективное) кодирование.**

 Для дискретных каналов без помех К.Шенноном была доказана следующая теорема: *если производительность источника RИ<C-ε, где ε - сколь угодно малая величина, то всегда существует способ кодирования, позволяющий передавать по каналу все сообщения источника. Передачу всех сообщений при RИ>C осуществить невозможно.*

 Для рационального использования пропускной способности канала необходимо применять соответствующие способы кодирования сообщений. Статическим или оптимальным называется кодирование, при котором пропускная способность канала связи без помех используется наилучшим образом. При оптимальном кодировании фактическая скорость передачи сообщений по каналу R приближается к пропускной способности С, что достигается путем согласования источника с каналом. Сообщения источника кодируются таким образом, чтобы они в наибольшей степени соответствовали ограничениям, которые накладываются на сигналы, передаваемые по каналу связи. Поэтому структура оптимального кода зависит как от статистических характеристик источника, так и от особенностей канала.

 Кодирование с исправлением ошибок (**помехоустойчивое кодирование**), по существу, представляет собой метод обработки сигналов, предназначенный для увеличения надежности передачи по цифровым каналам. хотя различные схемы кодирования очень непохожи друг на друга и основаны на различных математических теориях, всем им присущи два общих свойства. Одно из них – избыточность. Закодированные цифровые сообщения всегда содержат дополнительные, или **избыточные** символы. Эти символы используют для того, чтобы подчеркнуть индивидуальность каждого сообщения. Из приведенной выше информации можно сделать вывод, что помехоустойчивое кодирование, проигрывает по скорости передачи с оптимальным кодированием из-за избыточности кода, с другой стороны оптимальное кодирование применимо лишь в каналах, в которых влияние помех незначительно.

**Количество информации**

 Всякая система связи строится для передачи сообщений от источников к потребителю. При этом каждое сообщение имеет свое содержание и определенную ценность для потребителя. Однако для канала связи существенным является лишь тот факт, что в передаваемом сообщении содержится какое-то количество информации.

 **Информация** представляет собой совокупность сведений, которые увеличивают знания потребителя о том или ином объекте, от которого получены эти сведения.

 Для того, чтобы иметь возможность сравнивать различные каналы связи, необходимо иметь некоторую количественную меру, позволяющую оценить содержащуюся в передаваемом сообщении информацию. Такая мера в виде **количества передаваемой информации** была введена К.Шенноном.

 В реальных источниках сообщений выбор элементарного сообщения является для потребителя случайным событием и происходит с некоторой априорной вероятностью P(xk). Очевидно, что количество информации, содержащееся в сообщениях xK, должно являться некоторой функцией этой вероятности

 (5.1.1)

Функция ϕ при этом удовлетворять требованию аддитивности, согласно которому n одинаковых сообщений должны содержать в n раз большее количество информации. Для измерения количества информации принято использовать логарифмическую функцию, практически наиболее удобную и отвечающую требованию аддитивности.

 (5.1.2.)

Таким образом, определение количества информации в элементарном сообщении xK сводится к вычислению логарифма вероятности появления (выбора) этого сообщения.

 В технике связи наиболее часто используются двоичные коды. В этом случае за единицу информации удобно принять количество информации, содержащееся в сообщении, вероятность выбора которого равна . Эта единица информации называется двоичной или **битом**.

 В некоторых случаях более удобным является натуральный логарифм. Одна натуральная единица соответствует количеству информации, которое содержится в сообщении с вероятностью выбора .



Из формулы следует, что сообщение содержит тем большее количество информации, чем меньше вероятность его появления.

**Энтропия источника сообщений.**

 В теории связи основное значение имеет не количество информации, содержащееся в отдельном сообщении, а среднее количество информации, создаваемое источником сообщений. *Среднее значение (математическое ожидание) количества информации, приходящееся на одно элементарное сообщение, называется* ***энтропией*** *источника сообщений.*

 (5.2.1.)

 Как видно из формулы, энтропия источника определяется распределением вероятностей выбора элементарных сообщений из общей совокупности. Обычно отмечают, что энтропия характеризует источник с точки зрения неопределенности выбора того или иного сообщения. Энтропия всегда величина вещественная, ограниченная и неотрицательная: H(x)>0.

Найдем энтропию источника сообщений:

m-объем алфавита дискретного источника = 2;

вероятность приема “1” (Р(1)) = 0,9;

вероятность приема “0” (Р(0)) = 0,1.

Для вычисления энтропии воспользуемся формулой .

**Производительность источника сообщений.**

 Отдельные элементы сообщения на входе источника появляются через некоторые интервалы времени, что позволяет говорить о длительности элементов сообщения и, следовательно, о производительности источника сообщений. Если средняя длительность одного элемента сообщения равна , то производительность источника, равная среднему количеству информации, передаваемой в единицу времени, определяется выражением:

 ; (5.3.1.)

воспользуемся данной формулой для вычисления производительности источника.

 ;

**5.1. Статистическое кодирование элементов сообщения**

 Осуществим статистическое кодирование трехбуквенных комбинаций, состоящих из элементов двоичного кода 1 и 0: 000,001,010,011,100,101,110,111. Для кодирования воспользуемся алгоритмом неравномерного кодирования Хаффмана. Для этого вычислим вероятности этих комбинаций и расположим их в порядке убывания вероятностей.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Символы | Z1 | Z2 | Z3 | Z4 | Z5 | Z6 | Z7 | Z8 |
| Кодовые комбинации | 111 | 110 | 101 | 011 | 100 | 010 | 001 | 000 |
| Вероятности  | 0,729 | 0,081 | 0,081 | 0,081 | 0,009 | 0,009 | 0,009 | 0,001 |

Составим сводную таблицу ветвления кодовых комбинаций.

Табл.1.

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Символ и нач. вероятность | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Z1 | 0.729 | 0.729 | 0.729 | 0.729 | 0.729 | 0.729 | 0.729 | 1 |
| Z2 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.109 | 0.162 | 0.271 |  |
| Z3 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.109 |  |  |
| Z4 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.081 | 0.081 |  |  |  |
| Z5 | 0.009 | 0.01 | 0.018 | 0.028 |  |  |  |  |
| Z6 | 0.009 | 0.009 | 0.01 |  |  |  |  |  |
| Z7 | 0.009 | 0.009 |  |  |  |  |  |  |
| Z8 | 0.001 |  |  |  |  |  |  |  |

Согласно таблице 1 составляем граф кодового дерева, из точки • с вероятностью 1 направляем две ветви с большей вероятностью – влево, с меньшей – вправо. Такое ветвление продолжаем до тех пор, пока не дойдем до вероятности р каждой буквы.

Составим граф кодового дерева.

Рис. 7

На основании графа кодового дерева выписываем кодовые комбинации.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Символы  | Z1 | Z2 | Z3 | Z4 | Z5 | Z6 | Z7 | Z8 |
| Кодовые комбинации | 1 | 011 | 010 | 001 | 00011 | 00010 | 00001 | 00000 |

Определяем среднюю длину полученных кодовых комбинаций:

Полученные комбинации кода фактически содержат информацию о трех элементах сигнала, поэтому разделив на 3 получим среднюю длину новых комбинаций в расчете на одну букву первоначального двоичного кода.

в результате получили среднюю скорость, меньше τ. Это и есть эффект статистического кодирования.

Найдем производительность источника после кодирования.

это позволило получить выигрыш производительности источника 0,533 раза.

**5.2. Пропускная способность канала связи.**

 Характеристики системы связи в значительной мере зависят от параметров канала вязи, который используется для передачи сообщений. Исследуя пропускную способность канала мы предполагали, что их параметры сохраняются постоянными. Однако большинство реальных каналов обладают переменными параметрами. Параметры канала, как правило изменяются во времени случайным образом. Случайные изменения коэффициента передачи канала μ вызывают замирания сигнала, что эквивалентно воздействию мультипликативной помехи

 Однородный симметричный канал связи полностью определяется алфавитом передаваемого сообщения, скоростью передачи элементов сообщения υ и вероятностью ошибочного приема элемента сообщения р (вероятностью ошибки).

 Пропускная способность канала будет вычисляться по формуле:

 (5.2.)

 в частном случае для двоичного канала (m=2) получим формулу:

 , где р =0,003, τ=15 10-6



Сравнивая пропускную способность канала связи и производительность источника (после оптимального кодирования) можем сделать вывод, что условие К.Шеннона выполняется, т.е. производительность источника меньше пропускной способности канала, что позволит нам передавать информацию по данному каналу связи. Для некодированного источника это условие выполняется также, т.к. производительность некодированного источника меньше производительности оптимально закодированного источника.

**6. Помехоустойчивое кодирование.**

 При передаче цифровых данных по каналу с шумом всегда существует вероятность того, что принятые данные будут содержать некоторый уровень частоты появления ошибок. Получатель как правило устанавливает некоторый уровень частоты появления ошибок, при превышении которого принятые данные использовать нельзя. Если частота ошибок в принимаемых данных превышает допустимый уровень, то можно использовать кодирование с исправлением ошибок., которое позволяет уменьшить частоту ошибок до приемлемой.

 Кодирование с обнаружением и исправлением ошибок как правило связано с понятием **избыточности** кода, что приводит в конечном итоге к снижению скорости передачи информационного потока по тракту связи. Избыточность заключается в том, что цифровые сообщения содержат дополнительные символы, обеспечивающие индивидуальность каждого кодового слова. Вторым свойством связанным с помехоустойчивым кодированием является **усреднение шума**. Этот эффект заключается в том, что избыточные символы зависят от нескольких информационных символов.

 При увеличении длинны кодового блока (т.е. количества избыточных символов) доля ошибочных символов в блоке стремиться к средней частоте ошибок в канале. Обрабатывая символы блоками, а не одного за другим можно добиться снижения общей частоты ошибок и при фиксированной вероятности ошибки блока долю ошибок, которые нужно исправлять.

 Все известные в настоящее время коды могут быть разделены на две большие группы: **блочные** и **непрерывные**. Блочные коды характеризуются тем, что последовательность передаваемых символов разделена на блоки. Операции кодирования и декодирования в каждом блоке производится отдельно. Непрерывные коды характеризуются тем, что первичная последовательность символов, несущих информацию, непрерывно преобразуется по определенному закону в другую последовательность, содержащую избыточное число символов. При этом процессы кодирования и декодирования не требует деления кодовых символов на блоки.

 Разновидностями как блочных, так и непрерывных кодов являются разделимые ( с возможностью выделения информационных и контрольных символов) и неразделимые коды. Наиболее многочисленным классом разделимых кодов составляют линейные коды. Их особенность состоит в том, что контрольные символы образуются как линейные комбинации информационных символов.

**6.1. Принцип обнаружения и исправления ошибок.**

 Корректирующие коды строятся так, чтобы количество комбинаций М превышало число сообщений М0 источника. Однако в этом случае используется лишь М0 комбинаций источника из общего числа для передачи информации. Такие комбинации называются **разрешенными**, а остальные – **запрещенными** М-М0. Приемнику известны все разрешенные и запрещенные комбинации, поэтому, если при приеме некоторого разрешенного сообщения в результате ошибки это сообщение попадает в разряд запрещенных, то такая ошибка будет обнаружена, а при определенных условиях исправлена. Следует заметить, что при ошибке, приводящей к появлению другого разрешенного сигнала, такая ошибка не обнаружима.

 **Расстоянием Хемминга** d между двумя последовательностями называется число позиций, в которых две последовательности отличаются друг от друга. Наименьшее значение d для всех пар кодовых последовательностей называется **кодовым расстоянием**.

Ошибка обнаруживается всегда, если её кратность, т.е. число искаженных символов в кодовой комбинации: *g<d-1*. Если *g>d*, то некоторые ошибки также обнаруживаются. Однако полной гарантии обнаружения ошибок нет, т.к. ошибочная комбинация может совпадать с какой-либо разрешенной комбинацией. Минимальное кодовое расстояние, при котором обнаруживаются любые одиночные ошибки, *d=2*.

 Исправление ошибок в процессе декодирования сводится к определению переданной комбинации по известной принятой. Расстояние между переданной разрешенной комбинацией и принятой запрещенной комбинацией d0 равно кратности ошибок g. Если ошибки в символах комбинации происходят независимо относительно друг друга, то вероятность искажения некоторых g символов в n-значной комбинации будет равна:

. (6.1.)

**6.1. Коды с обнаружением ошибок.**

Одним из кодов подобного типа является код с четным числом единиц. Каждая комбинация этого кода содержит помимо информационных символов – один контрольный, выбираемый равный 0 или 1 так, чтобы сумма количества единиц в комбинации всегда была четной.

 Простейшим примером кода с проверкой на четность является код Бодо, в котором к пятизначным комбинациям информационных символов добавляется шестой контрольный символ: 11001,1; 10001,0. Правило вычисления контрольного символа находится как:

 (6.1.1.)

откуда вытекает, что для любой комбинации сумма всех символов по модулю два будет равна нулю. Это позволяет в декодирующем устройстве сравнительно просто производить обнаружение ошибок путем проверки на четность. Нарушение четности имеет место при появлении **однократных**, трехкратных и в общем случае нечетной кратности, что и дает возможность их обнаружить. Появление **четных** ошибок не изменяет четности суммы, поэтому такие ошибки не обнаруживаются.

 **Определим избыточность кода**:

 *k=6* – число символов в помехоустойчивом коде

 *n=5* – число символов без избыточности

Далее найдем вероятность необнаруженной кодом ошибки при независимых однократных ошибках . Для этого найдем число ошибочных комбинаций.





**Заключение**

В данной работе было рассмотрено:

1. Система когерентного приемника с ФМ. Рассчитав параметры и сравнив полученные в результате расчетов данные с другими системами приема сигналов выявлены некоторые преимущества и недостатки данной системы передачи и приема информационных сообщений. Также было проведено сравнение с идеальным приемником Котельникова, обеспечивающим потенциальную помехоустойчивость. Отмечено как можно улучшить характеристики приемника с помощью согласованных фильтров.
2. Передача непрерывных аналоговых сигналов цифровыми методами. Произведен анализ и сравнение дискретных методов (АИМ, ШИМ, ВИМ) с цифровым методом передачи непрерывных аналоговых сигналов ИКМ. Отмечены преимущества цифровых методов передачи информации по сравнению с аналоговыми.
3. Кодирование сообщений. Сравнивались и определялись характеристики статистического (эффективного кодирования) по сравнению с помехоустойчивым (избыточным) кодированием. Была определена пропускная способность канала связи и установлено, что данная система является работоспособной (т.е. выполняется условие К.Шеннона).

При рассмотрении передачи и приема сигналов методом ИКМ с кодированием сообщений, можно сделать вывод, что для повышения качества получаемых сообщений следует применять помехоустойчивое кодирование. Рассмотренный метод помехоустойчивого кодирования является самым простейшим. Для более эффективного использования канала связи нужно использовать более совершенные алгоритмы кодирования сообщений.

**Литература**

1. Зюко А.Г., Коробов Ю.Ф. Теория передачи сигналов – М.Связь 1972.
2. Б.Н.Бондарев, А.А.Макаров “Основы теории передачи сигналов” Новосибирск – 1969 г.
3. Э.Прагер, Б.Шимек, В.П.Дмитриев – “Цифровая техника в связи” – М. Радио и связь.
4. Дж. Кларк,мл.,Дж.Кейн “Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи” – М. Радио и связь.
5. В.Н.Кудашов “Методические указания к выполнению курсовой работы по теории передачи сигналов” .
6. Конспект лекций.