ВАРИАНТ 15

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

Уровень *a*мин = -1,6 В

Уровень *a*макс = 1,6 В

Верхняя частота *f*в =  Гц

№ уровня *j* = 14

Вид модуляции ФМ

Энергетический спектр помехи *N*о =  В2/Гц

Способ приема 1 – когерентная обработка сигнала

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

М

ИС

К

АЦП

*a*(*t*) *j*(*t*) *b*(*t*) *s*(*t*)

*z*(*t*) = *s*(*t*) + *n*(*t*)

НК

ДК

ДМ

ЦАП

ПС

ИС – источник непрерывного сообщения *a*(*t*);

АЦП – аналого-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 ;

ДК – декодер, восстанавливает номера передаваемых уровней ;

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь, восстанавливает квантованные уровни  и непрерывное сообщение ;

ПС – получатель сообщения.

ИСТОЧНИК СООБЩЕНИЯ

Источник создает непрерывное сообщение *А*(*t*) – случайный квазибелый стационарный процесс, мощность которого сосредоточена в области нижних частот, в полосе от 0 до *f*в. Мгновенные значения сообщения равновероятны в интервале от *а*мин до *а*макс.

Требуется:

1. Записать функцию распределения F(*a*) мгновенных значений сообщения *A*(t), плотность распределения *w*(*a*) и построить их графические изображения.
2. Рассчитать математическое ожидание *M*[*A*(*t*)] и дисперсию *D*[*A*(*t*)] сообщения.
3. Рассчитать постоянную составляющую *ã*(*t*) мощность *Pa* переменной составляющей сообщения. Начертить график для спектральной плотности средней мощности сообщения – энергетический спектр *Ga*(*f*)*.*
4. Рассчитать дифференциальную энтропию *h*(*A*) сообщения.

**1.** Мгновенные значения сообщения *A*(t) равновероятны в интервале

∆ = *а*макс – *а*мин  = 3,2 В.

Следовательно, плотность распределения *w*(*a*) мгновенных значений сообщения *A*(*t*) постоянна в интервале [*a*мин , *aмакс*], вне его равна нулю и определяется из условия нормировки:

(*a*)*da* = 1.

Очевидно, *w*(*a*) = 

Подставив числовые значения, получим:

*w*(*a*) = 

График плотности распределения мгновенных значений сообщения *A*(t):

*w*(*a*) , 1/В

1/∆ = 0,3125

*a*, В

*а*мин= -1,6 0 *а*макс=1,6

Функция распределения *F*(*a*) связана с плотностью распределения *w*(*a*) интегральным соотношением:

*F*(*a*) = (*a*)*da* .

Тогда, *F*(*a*) =

Подставляя числовые значения, получим:

*F*(*a*) =

График функции распределения мгновенных значений сообщения *A*(t):

*F*(*a*)

1

*a*, В

*а*мин= -1,6 0 *а*макс=1,6

**2.** Найдем математическое ожидание случайного процесса *A*(t):

*M*[*A*(*t*)]*w*(*a*)*da =*= **= = 

*M*[*A*(*t*)] =  В

Дисперсия случайного процесса *A*(t) определяется по формуле:

*D*[*A*(*t*)] = *w*(*a*)*da =*

Учитывая, что *M*[*A*(*t*)] = 0, получаем:

*D*[*A*(*t*)] = = **=  = = 0.8533 В2

**3.** Все энергетические расчеты в работе выполняются на единичном сопротивлении.

Пологая, что процесс эргодический, получаем:

Постоянная составляющая процесса *ã*(*t*) = *M*[*A*(*t*)] = 0

Мощность переменной составляющей процесса *Pa*(*t*) = *D*[*A*(*t*)] = 0.853 В2

Так как сообщение представляет собой квазибелый стационарный процесс, мощность которого сосредоточена в полосе частот от 0 до верхней частоты *f*в, то

*Na =*= В2/Гц

и энергетический спектр сообщения *Ga*(*f*) имеет вид:

*Ga*(*f*) , В2/Гц

*Na =* 5.687**

*f , кГц*

0 *f*в =15

**4.** Дифференциальная энтропия сообщения определяется по формуле:

*h*(*A*) = 

*h*(*A*) = = 1.678

# 

# АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Передача получателю непрерывного сообщения осуществляется с использованием дискретной системы связи. В процессе подготовки к передаче сообщение подвергается преобразованию в цифровую форму, в поток двоичных символов: нулей и единиц. Преобразование выполняет аналого-цифровой преобразователь (АЦП) в три этапа. На первом этапе производится дискретизация сообщения с постоянным шагом Δ*t*, т. е. получение непрерывных отсчетов *a(ti)*. На втором этапе выполняется квантование отсчетов с постоянным шагом Δ*a* = 0,1 В. на третьем этапе каждому полученному уровню квантования *aj(ti)* сопоставляется его номер *j* – число, записанное в двоичной системе счисления, двоичная цифровая последовательность информационных символов.

Требуется:

1. Рассчитать интервал дискретизации Δ*t* для получения непрерывных отсчетов *a(ti)* сообщения *a*(*t*), *t* *i* = *i* Δ*t*, *i* = 0, ±1, ±2, … .
2. Определить число уровней квантования *L*, нужных для замены любого непрерывного отсчета *a(ti)* квантованным отсчетом *a*j*(ti)*, *j*= 0, 1, 2, … ,*L*–1, и далее соответствующим номером уровня квантования *j(ti)*. Считать, что при квантовании все значения сообщения из любого промежутка *a* j ≤ *a* < *a* j+1 заменяются нижним уровнем *a* j того же промежутка.
3. Рассчитать мощность шума квантования *P*щк и ее относительную величину при сравнении с мощностью переменной составляющей непрерывного сообщения.
4. Найти минимальное число *k* двоичных разрядов, требуемое для записи в виде двоичного числа любого номера из *L* номеров уровней квантования.
5. Записать *k* - разрядное двоичное число, соответствующее заданному номеру *j* уровня квантования *aj*. В случае необходимости заполнить старшие разряды числа нулями.
6. Начертить 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 надписать значения соответствующих символов.
7. Рассматривая АЦП как источник дискретных сообщений с объемом алфавита *L*, определить энтропию *H* и производительность *H’* при условии, что все отсчеты непрерывного сообщения взаимонезависимы.

**1.** Согласно теореме Котельникова любой непрерывный сигнал с ограниченным спектром полностью определяется отсчетами мгновенных значений в точках, отстоящих друг от друга на интервалы .

Следовательно, максимальный интервал дискретизации

 с = 33.3 мкс.

**2.** Квантование отсчетов происходит с постоянным шагом ∆*a* = 0,1 В. Тогда число уровней квантования .

**3.** Шум квантования *nk(ti) = aj(ti) – a(ti)* имеет равномерное распределение в любом из *L* интервалов ∆*a*, следовательно,  *w*(*nk*) = . Пологая, что процесс эргодический, получаем

*P*шк =

*M*[*Nk*(*t*)] = =0,05 В

 В2

тогда *P*шк =  В2

В этом случае относительная величина мощности шума квантования *P*шк по сравнению с мощностью переменной составляющей непрерывного сообщения *Pa* равна

 дБ

**4.** Число двоичных разрядов *k*, требуемое для записи в виде двоичного числа любого номера из *L* уровней квантования,определяется как минимальное значение, удовлетворяющее неравенству: *k* ≥ log 2*L*

Поскольку  *L* = 32, получаем *k*≥ log 2*32* = 5 *k=5*

**5.** Номер уровня *j* в десятичной системе счисления [ *j*]10 = 14

14 = ,

тогда двоичная запись этого же номера в 5-ти разрядах [ *j*]2 = 01110

**6.** Временная диаграмма отклика АЦП *j*(*t*) имеет вид:

*j*(*t*)

0 1 1 1 0

*h*

0 t , мкс

-*h*

**7.** Все уровни квантования равновероятны, так как вероятность попадания *A*(*t*) в интервал [*ak*; *ak+∆a*] не зависит от *k*:

*P*(*ak ≤ A ≤ ak+∆a*) = *P*(*ak*) = 

Энтропия АЦП: *H*(*A*) =  бит

Производительность АЦП: *H’ = H(А)/∆t= *бит/с = 150 кбит/с

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 *b*к 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.

Требуется:

1. Сформулировать правило кодирования при использовании систематического кода с одной проверкой на четность и определить *n*.
2. Рассчитать избыточность кода.
3. Записать двоичное кодовое слово, которое будет образовано в результате кодирования *k* – разрядного двоичного числа *j*, полученного в п. 5 предыдущего раздела. Указать информационные и проверочные символы, начертить соответствующую импульсную последовательность *b*(t).
4. Определить длительность интервала *T*, отводимого на передачу каждого символа кодового слова, и количество символов, производимых кодером в единицу времени, т. е. скорость следования кодовых символов *V*к.

**1.** Для кодирования сообщения кодом (*n*,*k*) с общей проверкой на четность к каждой *k* – разрядной входной комбинации добавляется (*k+*1)-ый проверочный символ со значением, делающим четным число “1” в выходной (*k+*1)-разрядной комбинации.

Таким образом, *n = k+*1 = 5 +1 = 6



**2.** Избыточностью равномерного кода æ*k* = , где *m* – объем алфавита

æ*k* =

**3.** В п.5 предыдущего раздела получили  = 01110

Определим проверочный символ  путем суммирования по mod 2 всех 5 информационных символов данной кодовой комбинации:

,

где с помощью символа  обозначено сложение по mod 2.

Итак, искомая кодовая комбинация: *b =* (0,1,1,1,,0,1)

Импульсная последовательность *b*(*t*):

информационные символы проверочный символ

*b*(*t*)

0 1 1 1 0 1

*h*

*t*

-*h*

**4.** Полагая, что все 6 импульсов занимают весь интервал дискретизации Δ*t*, определим длительность интервала *Т*, отводимого на передачу каждого символа кодового слова:

 мкс

Тогда количество символов, производимых кодером в единицу времени, т.е. скорость следования кодовых слов:

бит/с

МОДУЛЯТОР

В модуляторе случайный синхронный телеграфный сигнал производит модуляцию гармонического несущего колебания *u*(*t*), где

*u*(*t*) = *U*с cos 2*πf*с *t*, *U*с = 1 В, *f*с = *V*к.

Используется фазовая модуляция (ФМ).

Требуется:

1. Привести выражение и график функции корреляции *Bb*(τ) модулирующего сигнала *b*(*t*).
2. Привести выражение и график спектральной плотности средней мощности *Gb*(*f*) модулирующего сигнала.
3. Ограничить сверху ширину спектра модулирующего сигнала частотой *Fb*. Искажениями, возникающими при этом во временной области, пренебречь. Верхнюю частоту выбрать по формуле *Fb* = α*V*к, где α = 1.  
   На графике спектральной плотности указать полосу частот модулирующего сигнала. Сравнить верхние частоты сообщения  и модулирующего сигнала *Fb*.  
   Привести формулу для расчета мощности модулирующего сигнала после ограничения спектра.
4. Дать аналитическое выражение для сигнала *s*(*t*) с дискретной модуляцией.
5. Изобразить временные диаграммы, демонстрирующие зависимость сигнала *s*(*t*) от сигнала *b*(*t*) при передаче уровня с номером *j*. Указать над элементами сигнала значения соответствующих символов *b*к.
6. Привести выражение и построить график спектральной плотности средней мощности *Gs*(*f*) модулированного сигнала *s*(*t*).
7. Определить и показать на спектральной диаграмме *Gs*(*f*) ширину спектра *F*c модулированного сигнала.
8. Процесс *B*(*t*) с вероятностью 0,5 принимает в дискретных точках, кратных *T*, значения ±*h* (сохраняя эти значения на интервале *T* ) независимо от значений процесса на предыдущих тактовых интервалах.

*B*(*t*) τ  *t*+τ

*h*

*t*

*T* 2*T* *nT*

*- h*

*t* Δ*t*

Очевидно, что математическое ожидание процесса  *M*[*B*(*t*)] = 0,5(-*h*) + 0,5*h* = 0. Следовательно, функция корреляции процесса *Bb*(*t*, *t*+τ) = *M*[*B*(*t*)*B*(*t*+τ)].

Зафиксируем произвольный момент времени *t*. Интервал Δ*t*, отделяющий точку *t* от ближайшей точки, в которой может произойти изменение знака процесса *B*(*t*), распределен равномерно на отрезке [0,*T*]:

*w*1(Δt) = 

Рассмотрим сечение процесса *B*(*t*) в моменты *t* и *t*+τ (τ > 0). Если τ < Δ*t* <*T*, то

*M*[*B*(*t*)*B*(*t*+τ)] = *h*2, Если же τ>∆*t*, то *M*[*B*(*t*)*B*(*t*+τ)] = 0,5 *h*2 – 0,5 *h*2, Поэтому

*Bb*(*t*, *t*+τ) = *p*(τ<∆*t*)*h*2 + *p*(τ>∆*t*)0 = *h*2 = *h*2(1 – τ /*T*).

Распространяя это выражение и на τ < 0, получаем выражение функции корреляции модулирующего сигнала:

*Bb*(τ) =  *Bb*(τ)  *h2*

τ

-*T T*

**2.** По теореме Винера – Хинчина спектральная плотность мощности центрированного стационарного случайного процесса является преобразованием Фурье от корреляционной функции:

*Gb*(*f*) = .

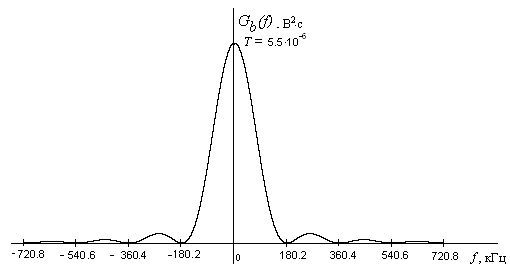
Функция корреляции и спектральная плотность сигнала – четные функции, тогда

*Gb*(*f*) = 2= 2= 2 *h*2 -  *h*2=

= 2 *h*2 -  *h*2+ *h*2=

=  -  + *h*2(1 – cos 2π*fT) =h2 T *.

График спектральной плотности мощности (при *h=*1 В):



*Fb* = 1/*T*

Далее все расчеты в работе ведутся при *h =* 1 В

**3.** Ограничим сверху ширину спектра модулирующего сигнала частотой *Fb* (см. выше).

α = 1, тогда *Fb =* α*V*к = =  Гц = 180.2 кГц

Мощность модулирующего сигнала после ограничения спектра рассчитывается по формуле:

*Pb* = .

**4.** Структурная схема реализации формирования сигналов ФМ:

*b­*(*t*) *s*(*t*)

*u*(*t*) = *U*ccos2π*f*c*t*

Г

Таким образом на каждом интервале длительностью *T*

*s*(*t*) = 

Учитывая, что *U*c = 1 В, *f*c = *V*к = Гц = 18 МГц, получаем выражение для сигнала *s*(t):

*s*(t) = b(t)cos(2π*t*) , В

**5.** Временные диаграммы, демонстрирующие зависимость сигнала *s*(*t*) от сигнала *b*(*t*) и, следовательно, от сигнала *c*(*t*):

*b*(*t*)

0 1 1 1 0 1

1

*t*, мкс

33. 3

-1

*u*(*t*), В

1

*t*, мкс

33. 3

**6.** Спектральная плотность средней мощности *Gs*(*f*) модулированного сигнала *s*(t) определяется соотношением:

 , тогда





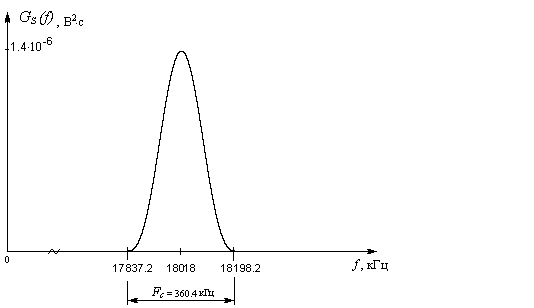


При выводе выражения для *Gs*(*f*) воспользовались формулой:



Итак, при *Uc* = 1 В 

Таким образом, график спектральной плотности средней мощности *Gs*(*f*) модулирован- ного сигнала *s*(*t*) симметричен относительно нуля и в области положительных частот имеет вид:



**7.** Ширина спектра модулированного сигнала:

*Fc* = 2*Fb* = кГц

НЕПРЕРЫВНЫЙ КАНАЛ

Передача сигнала *s*(t) происходит по непрерывному неискажающему каналу с постоянными параметрами в присутствии аддитивной помехи *n*(t). Сигнал на выходе такого канала имеет вид

*s*(t) = μ*s*(t) + *n*(t),

где μ – коэффициент передачи канала. Для всех вариантов μ = 1.

Помехой является гауссовский шум, у которого спектральная плотность средней мощности постоянна и равна *N*о в полосе частот канала *F*к.

Требуется:

1. Определить минимально необходимую ширину полосы частот непрерывного

канала *F*к.

1. Определить мощность *Pn* помехи *n*(t) на выходе канала.
2. Найти отношение *P*c /*P*n , где *P*c – мощность сигнала *s*(t).
3. Рассчитать пропускную способность непрерывного канала в единицу времени *C’*.
4. Оценить эффективность использования пропускной способности непрерывного канала.

**1.** Любое расширение полосы частот непрерывного канала *F*к увеличивает мощность помехи, а при  *F*к < *Fc* не только искажается форма сигнала, чем пренебрегается при выполнении данной работы, но и уменьшается энергия сигнала на выходе канала.

Следовательно, *F*к = *Fc* = 360.4 кГц.

**2.** Мощность помехи на выходе канала:

*Pn = * В2

**3.** Так как передаваемые символы равновероятны *p*(0) = *p*(1), равновероятны и радиоимпульсы, соответствующие передаче символов 0 и 1, следовательно

*Pc = *

где  и  - энергии радиоимпульсов, соответствующих передаче символов 0 и 1

Энергия радиоимпульса длительностью *Т* определяется формулой , тогда

* * В2/Гц



Таким образом,  В2/Гц

Мощность сигнала в канале:

*Pc =* В2

Следовательно, соотношение сигнал/шум:



**4.** Пропускная способность канала в единицу времени:

*C’ =* бит/с = 647 кбит/с

**5.** Для оценки эффективности использования пропускной способности канала связи применяют коэффициент, равный отношению производительности источника к пропускной способности канала связи:

*kэфф = *

ДЕМОДУЛЯТОР

Демодулятор, оптимальный по критерию максимального правдоподобия в канале с аддитивной белой гауссовской помехой, осуществляет когерентную обработку наблюдаемой смеси

*z*(t) = *s*(t) + *n*(t)

и принимает решение о значении  полученного кодового слова.

Выход демодулятора одновременно представляет собой выход дискретного канала.

Требуется:

1. Записать правило работы решающей схемы демодулятора, оптимального по критерию максимального правдоподобия.
2. Записать алгоритм работы и начертить структурную схему оптимального демодулятора для фазовой модуляции (ФМ) и когерентного способа приема.
3. Вычислить вероятность ошибки *p* оптимального демодулятора.
4. Определить, как нужно изменить энергию сигнала, чтобы при других видах модуляции и заданном способе приема сохранить вероятность ошибки *p*, найденную в п. 3.
5. Считая выход демодулятора выходом двоичного симметричного канала связи, определить его пропускную способность.

**1.** Правило работы решающей схемы демодулятора, оптимального по критерию максимального правдоподобия:

, где  - отношение правдоподобия,

 - функция правдоподобия гипотезы о передаче сообщения,

 - функция правдоподобия гипотезы об отсутствии сообщения.

**2.** Алгоритм работы когерентного демодулятора двоичных сигналов ФМ:

 Uпор

где двоичными символами, проставленными около неравенств, указаны решения о значении кодовых символов  принимаемые демодулятором после обработки наблюдаемой смеси сигнала с помехой. Если левая часть больше порогового напряжения (Uпор), то принимается решение о передаче символа 0, иначе – о передаче символа 1.

Функциональная схема оптимального демодулятора:





*z*(*t*) порог

РУ

sin(2*πfc* *t)*

Г

**3.** Вероятность ошибки оптимального когерентного демодулятора с ФМ в канале с белым гауссовским шумом определяется *Q*–функцией:

 *= Q*(*x*) = , где  *x* = 

Вычислим *x*:

*x* = ,

где 

тогда *x = *. Из таблицы значений функции *Q*(*x*): *Q*(3,1)=.

Следовательно, 

**4.** При переходе от ФМ к другим видам модуляции энергию сигнала необходимо изменить следующим образом:

при переходе к АМ – увеличить в 4 раз, так как 

при переходе к ЧМ – увеличить в 2 раз, так как 

**5.** Пропускная способность демодулятора:

*С = *,

где  *p = p*(0/1) = *p*(1/0) = ,  бит/с,следовательно,

**бит/с

ДЕКОДЕР

Декодер кода (*n,k*) анализирует принимаемые последовательности символов длины *n* и либо преобразует их в последовательности информационных символов длины *k*, либо отказывается от декодирования до исправления ошибки. Как и в кодере, работа выполняется в два этапа. На первом этапе производится обнаружение ошибок. Если в принятой последовательности ошибки не обнаружены, то на втором этапе из нее выделяются *k* информационных символов – двоичное число, которое передается в цифроаналоговый преобразователь. Если ошибка обнаружена, возможно исправление наименее надежного символа. Степень надежности определяется в демодуляторе, сообщение о ней поступает в декодер.

Требуется:

1. Оценить обнаруживающую *q*о и исправляющую *q*и способность использованного в работе кода (*n,k*).
2. Дать описание алгоритма обнаружения ошибки.

**1.** Используемый математический код с одной проверкой на четность имеет минимальное кодовое расстояние по Хеммингу *dmin*= 2.

Обнаруживающая способность кода: *qo* < *dmin*, следовательно *qo* < 2.

Исправляющая способность кода: *qи* < , следовательно *qи* < 1.

Это означает, что данный код позволяет обнаруживать ошибки нечетной кратности, но не дает возможности обнаружить ошибки четной кратности. Код с одной проверкой на четность не позволяет исправить обнаруженную ошибку.

**2.** Алгоритм обнаружения ошибок:

1. Пришедшее от демодулятора кодовое слово поразрядно суммируется по mod 2.
2. Если результат суммирования *n* символов кодового слова равен нулю, то декодер считает, что ошибки в принятом слове нет, и подает информационные *k* символов на вход ЦАП.
3. Если результат суммирования *n* символов кодового слова не нулевой, то произошла ошибка.

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В цифроаналоговый преобразователь с декодера поступает *k* – разрядное двоичное число, восстановленный номер переданного уровня . На первом этапе это число преобразуется в короткий импульс. Амплитуда импульса пропорциональна номеру или восстановленному значению квантованного отсчета . Далее последовательность модулированных по амплитуде импульсов поступает на фильтр-восстановитель, который окончательно вырабатывает из этой последовательности восстановленное сообщение .

Требуется:

1. Записать выражение для амплитуды восстановленного квантованного отсчета , соответствующего уровню с принятым номером .
2. Указать класс фильтра-восстановителя и граничную частоту *fгр* его полосы пропускания. Привести формулы и графические изображения частотной и импульсной характеристики фильтра выбранного класса.
3. Привести соотношение, устанавливающее связь между полученными остчетами  и восстановленным сообщением . Проиллюстрировать восстановление графически по пяти ненулевым отсчетам, из которых средним является при безошибочном приеме заданного номера .

**1.** Амплитуда восстановленного квантованного отсчета соответствующего уровню с принятым номером **: В

**2.** Функция фильтра-восстановителя заключается в максимально точном восстановлении формы первичного непрерывного сигнала из ступенчатой функции, создаваемой ЦАП. Из этого следует, что его характеристики должны приближаться к характеристикам идеального ФНЧ, а ширина полосы пропускания соответствовать ширине спектра первичного сигнала: *fгр* = *f*в = 15 кГц

Фильтр-восстановитель характеризуется комплексной передаточной функцией *H*(*jω*). Для идеального ФНЧ АЧХ: |*H*(*jω*)| = 

ФЧХ: *θ*(*ω*) = - *ω*τ , где τ - постоянная (временя задержки)

Графики АЧХ и ФЧХ идеального фильтра-восстановителя (ФНЧ):

|*H*(*jω*)| *θ*(*ω*)

1

0 *ω*= 2π*fгр* *ω*

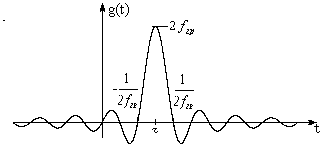
0 *ω*= 2π*fгр* *ω*

На вход фильтра-восстановителя через интервал времени Δ*t* подаются отсчеты  (короткие импульсы). Импульсная характеристика фильтра определяется обратным преобразованием Фурье от комплексной передаточной функции: 

Для рассматриваемого случая идеального ФНЧ:



График для импульсной характеристики идеального ФНЧ:



**3.** Теорема Котельникова позволяет представить непрерывную функцию  в виде ряда , где 

Графическое представление процесса восстановления непрерывного

сигнала по его отсчетам:

, В

*t*

0

-0,2



.

# ЛИТЕРАТУРА

1. А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров

Теория электрической связи / Учебник для ВУЗов – М.: Радио и связь 1999.

2. Д.Д. Кловский, В.А. Шилкин

Теория электрической связи / Сборник задач и упражнений – М.: Радио и связь 1990.