

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»

Радиофизический факультет

Кафедра радиотехники

Лаборатория физических основ и технологий беспроводной связи

**Исследование процессов кодирования источника и
полосовой модуляции/демодуляции в среде
LabView**

Методические указания к лабораторной работе

Рекомендовано методической комиссией радиофизического факультета для
студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению
подготовки 010403 «Радиофизика»

Нижний Новгород
2005

УДК 621.396
ББК 3841
И-25

И-25 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КОДИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА И ПОЛОСОВОЙ МОДУЛЯЦИИ/ДЕМОДУЛЯЦИИ В СРЕДЕ LABVIEW. Составители: Ивлев Д.Н., Панфилов С.В.: Методические указания к лабораторной работе. – Нижний Новгород: Издательство Нижегородского госуниверситета, 2005. – 36 с.

Рецензент ассистент В.В. Шарков

Методические указания разработаны для лабораторного практикума по курсу «Радиофизические измерения». Лабораторная работа предназначена для изучения основных видов кодирования источника и полосовой модуляции/демодуляции в цифровых системах связи. Программа в LabView моделирует одноканальную цифровую систему связи, позволяя гибко менять её структуру, методы обработки сигнала и параметры. Лабораторная работа позволяет путём моделирования провести практическое сравнение различных видов кодирования, модуляции и демодуляции, глубже понять основные компромиссы при проектировании цифровых систем связи. Программа даёт возможность наблюдать сигнал на всех этапах обработки и оценивать степень его искажения, вычислять вероятность битовой ошибки и наблюдать спектры сигналов.

Лабораторная работа и методические указания разработаны при поддержке корпорации Интел.

УДК 621.396
ББК 3841

1. Кодирование источника

Понятие “кодирование источника” включает в себя преобразование аналогового сигнала в цифровой (для аналоговых источников) и сжатие цифровой информации, т. е. связано с задачей эффективного описания исходной информации.

Дискретизация и квантование

Преобразование аналоговых сигналов в цифровые осуществляется в два этапа: дискретизация и квантование. Рассмотрим непрерывный во времени сигнал $x(t)$, изображённый на рисунке 1.



Рис. 1. Дискретизация сигнала

Процесс дискретизации заключается во взятии отсчётов сигнала через равные промежутки времени τ . Полученный таким образом дискретный сигнал, состоящий из импульсов с амплитудой, равной амплитуде сигнала в момент взятия отсчёта, называют сигналом с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ, PAM — pulse amplitude modulation).

lation).

При равномерном квантовании выбирается некоторый (обычно симметричный) диапазон изменения значений сигнала $(-V_p; +V_p)$, в котором

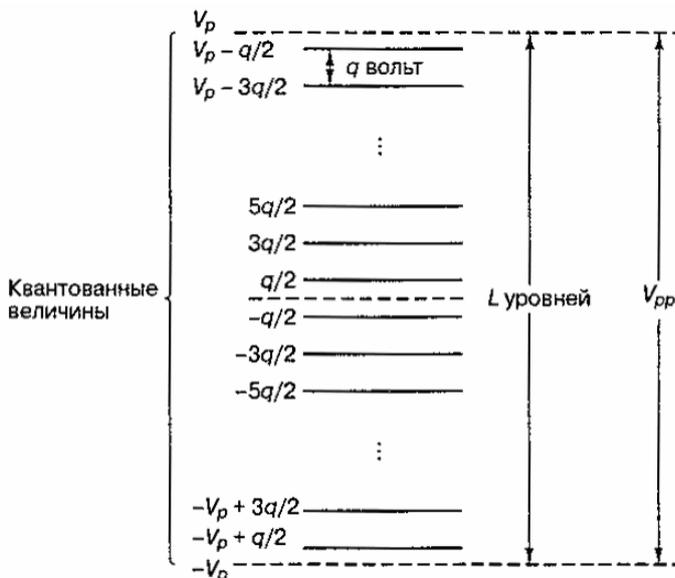


Рис. 2. Уровни квантования

размещаются L уровней квантования с одинаковым шагом $q = 2V_p / L$, называемым интервалом квантования.

На рис. 2 представлены уровни квантования с нулем на границе шага квантования. В процессе квантования каждому отсчёту дискретного сигнала ставится в соответствие ближайший уровень квантования. На рис. 3 приведены два варианта проходной характеристики равномерного устройства квантования: с нулем на границе шага квантования и с нулём в центре шага квантования.

Значения сигнала на входе и выходе устройства квантования можно связать соотношением $y(t) = x(t) + e(t)$.

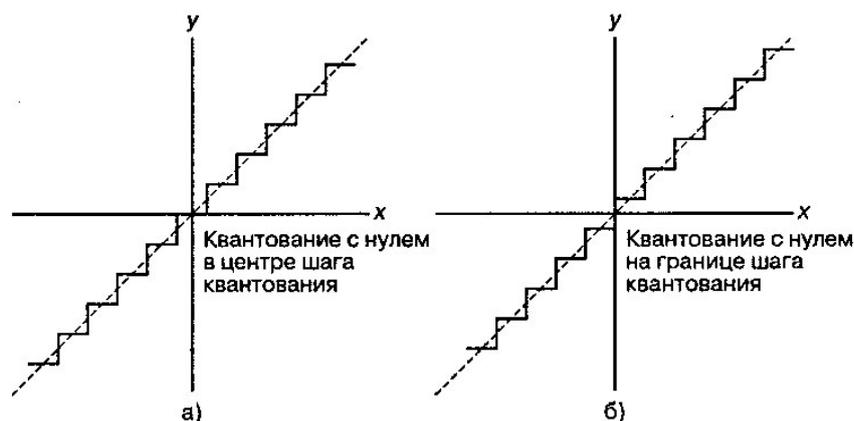


Рис. 3. Варианты равномерного квантования

Ошибку квантования $e(x)$ можно рассматривать, как шум, вносимый устройством квантования в выходной сигнал $y(t)$. Для ошибок квантования, равномерно распределенных на интервале квантования, средняя мощность шума квантования определяется как

$$N_q = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 p(e) de = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 \frac{1}{q} de = \frac{q^2}{12}, \quad (1)$$

если уровень сигнала $x(t)$ не превышает границы диапазона квантования $(-V_p; +V_p)$, иначе N_q является квадратично возрастающей функцией амплитуды входного сигнала $x(t)$. Можно показать, что для равномерно квантующего устройства с $L = 2^b$ уровнями квантования, не работающего в области насыщения, отношение мощности шума квантования к мощности входного сигнала определяется следующим выражением:

$$NSR_{дБ} = -6,02b + C. \quad (2)$$

Здесь слагаемое C зависит от функции плотности вероятности сигнала; оно положительно для функций плотности, являющихся узкими по отношению к уровню насыщения преобразователя и равно нулю для равномерной плотности вероятности.

Импульсно-кодовая модуляция

Каждый уровень квантования можно кодировать последовательностью $b = \log_2 L$ бит, а каждый бит представить импульсом с двумя возможными значениями амплитуды. Полученный таким образом цифровой сигнал называют сигналом с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ, РСМ — pulse code modulation). Процесс преобразования аналогового сигнала в модулирующую ИКМ последовательность показан на рис. 4.



Рис. 4. Импульсно-кодовая модуляция

Неравномерное квантование

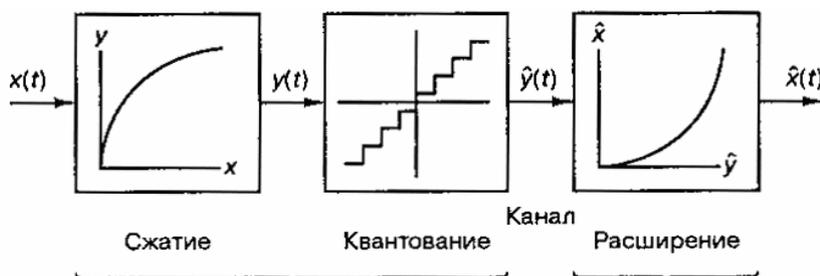


Рис. 5. Устройство неравномерного квантования

Рассмотрим часто встречающуюся на практике задачу о передаче речи. При равномерном квантовании шум квантования будет одинаковым для всех амплитуд сигнала; следовательно, отношение

сигнал/шум (signal-to-noise ratio — SNR) будет хуже для слабых сигналов, чем для сильных. Зависимость SNR от уровня входного сигнала приводит к различиям в качестве связи для пользователей с различной силой голоса, поэтому её необходимо устранить. Данная проблема разрешается посредством неравномерного квантования, когда меньшие уровни сигнала квантуются с меньшим шагом, а большие — с большим. Данная операция чаще всего осуществляется по схеме, приведенной на рис. 5. Нелинейное устройство сжимает речевой сигнал $x(t)$ в $y(t)$, который затем подается на равномерный квантователь. Характеристика сжатия выравнивает распределение амплитуд исходного сигнала $x(t)$, устраняя тем самым нежелательную зависимость SNR от уровня сигнала. Принятый сигнал пропускается через устройство с проходной характеристикой, обратной к устройству сжатия, осуществляя расширение сигнала. Пара преобразований сигнала — сжатие (compressing) и расширение (expanding) — называется командированием (companding). Оптимальный вид характеристики сжатия, при котором минимизируется шум

квантования, зависит от функции плотности вероятности значений сигнала. Чаще всего такая функция неизвестна, и желательно иметь характеристику сжатия, которая давала бы постоянное (пусть и не минимальное) значение отношения сигнал/шум для произвольных статистик сигнала. Можно показать [1], что такой функцией является логарифмическая функция (рис. 6, а). Отрицательные значения сигнала учитываются добавлением отражённой копии функции на отрицательную полуось (рис. 6, б). Чтобы избежать разрыва в начале координат, необходимо выполнить плавное соединение между логарифмической функцией и линейным отрезком, проходящим через начало координат (рис. 6, в). Существуют две стандартные функции сжатия, выполняющие это соединение, — μ -закон и А-закон.

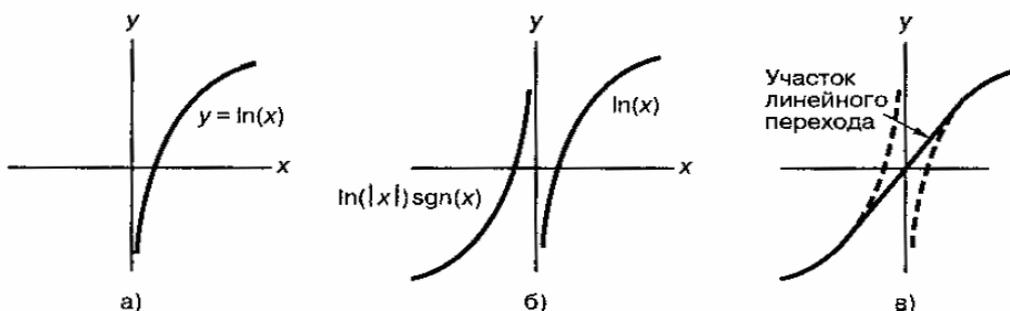


Рис. 6. Логарифмическое сжатие

В Европе для описания характеристики устройства сжатия используется А-закон (рис. 7):

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A \left(\frac{|x|}{x_{\max}} \right)}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x & \text{для } 0 < \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A} \\ y_{\max} \frac{1 + \ln \left[A \left(\frac{|x|}{x_{\max}} \right) \right]}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x & \text{для } \frac{1}{A} < \frac{|x|}{x_{\max}} < 1 \end{cases}$$

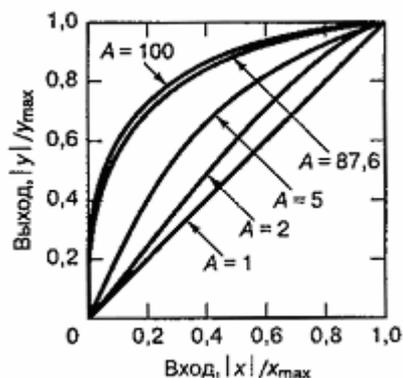


Рис. 7. Характеристики сжатия для А-закона

Стандартным значением параметра A является 87.56 для 8-битового квантования. В стандарте, использующем А-закон, применяется равномерно квантующее устройство, имеющее характеристику с нулём на границе шага квантования.

Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

Для снижения скорости передачи используются методы кодирования, использующие корреляцию между отсчетами, что позволяет уменьшить число бит необходимых для представления одного отсчета. Эти

устройства уменьшают избыточность источника посредством превращения входной последовательности в последовательность с уменьшенной корреляцией и уменьшенной дисперсией. Затем эта новая последовательность квантуется с использованием меньшего количества бит. На рис. 8 приведена автокорреляционная функция для типичных речевых сигналов. Широкая, медленно меняющаяся функция корреляции свидетельствует о том, что при переходе от выборки к выборке амплитуда слабо меняется, и для ее полного изменения требуется временной интервал, превышающий радиус корреляции. Радиус корреляции типичного речевого сигнала составляет от 4 до 6 периодов дискретизации при частоте дискретизации 8 кГц. Избыточность речевого сигнала, связанная с высокой коррелированностью отсчетов, позволяет предсказать значение следующего выборочного отсчета на основании предыдущих значений.

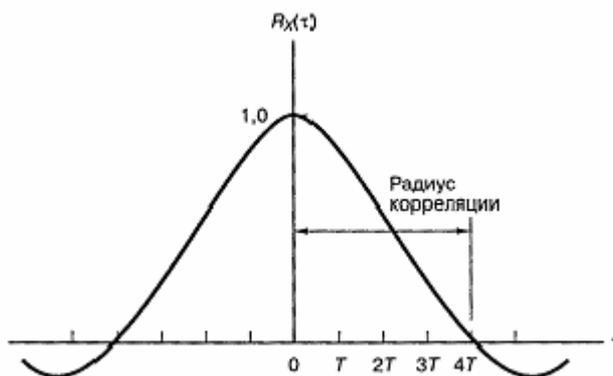


Рис. 8. Автокорреляционная функция типичного речевого сигнала

В частности, реализацией подобного алгоритма является дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ, DPCM — differential PCM). Поскольку разность между соседними временными выборками для речи мала, используемый метод кодирования базируется на передаче от выборки к выборке разностей, а не действительных выборочных значений. Устройства, осуществляющие данное преобразование, называются N -отводными линейными кодерами с предсказанием. Эта структура показана на рис. 9.

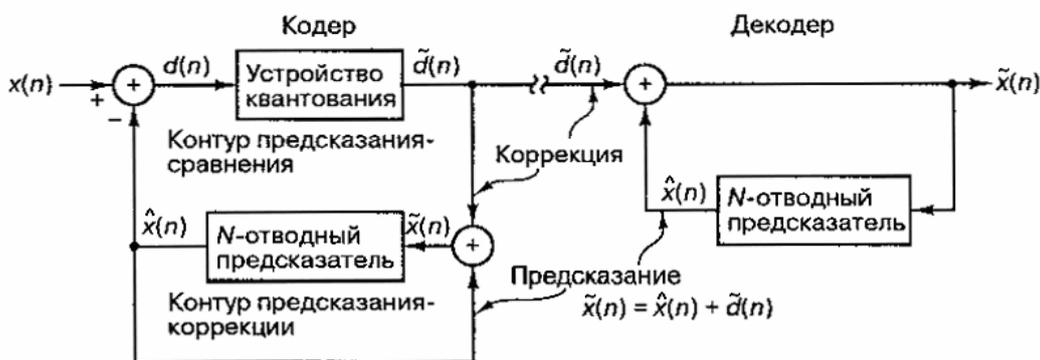


Рис. 9. N -отводный дифференциальный импульсно-кодовый модулятор/демодулятор с предсказанием

На вход модулятора поступает текущая выборка ИКМ сигнала $x(n)$ из которой в контуре предсказания-сравнения вычитается ее предсказанное по предыдущим выборкам значение $\hat{x}(n)$. Данная разность составляет ошибку предсказания $d(n)$, ее значение после квантования обозначено как $\tilde{d}(n)$.

Скорректированная и квантованная входная выборка $\tilde{x}(n) = \hat{x}(n) + \tilde{d}(n)$ вычисляется в контуре предсказания-коррекции кодера и в единственном контуре декодера. Задача связи состоит в передаче разностей между предсказанными и действительными значениями выборок. Если кодируемый сигнал имеет достаточный радиус корреляции, сигнал разности имеет меньшую дисперсию (меньшие значения) по сравнению с исходным сигналом, поэтому при фиксированном уровне шума квантования для его передачи требуется меньшее количество бит. Это позволяет либо снизить скорость передачи битов при том же количестве передаваемой информации (по сравнению с ИКМ), либо увеличить количество передаваемой информации при той же скорости передачи битов.

При N -отводном предсказании каждое последующее выборочное значение вычисляется на основе линейной комбинации предшествующих N выборочных значений. В предположении, что квантованные оценки предыдущих выборок, используемые для предсказания, являются несмещенными, уравнение N -отводного предсказания имеет следующий вид:

$$x(n|n-1) = a_1 x(n-1) + a_2 x(n-2) + \dots + a_N x(n-N),$$

где $x(n|m)$ — оценка x в момент n при всех выборках, собранных за время m , а a_j — коэффициенты предсказания. В [1] показано, что оптимальные коэффициенты предсказания a_j^{opt} , минимизирующие среднеквадратичную ошибку предсказания, записываемую как

$$E\{d^2(n)\} = E\{[x(n) - x(n|n-1)]^2\},$$

где символ E означает усреднение по выборкам, находятся из следующей системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} R_x(1) \\ R_x(2) \\ \vdots \\ R_x(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & \dots & R_x(-N+1) \\ R_x(1) & R_x(0) & \dots & R_x(-N+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_x(N-1) & R_x(N-2) & \dots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}^{opt}. \quad (3)$$

Левой частью этой системы является вектор значений корреляционной функции входного сигнала, а в правой находятся корреляционная матрица входного сигнала и определяемый из этой системы вектор оптимальных весовых коэффициентов. Мощность среднеквадратичной ошибки при этом определяется следующим выражением:

$$R_d(0) = R_x(0) \left[1 - a_1^{opt} C_x(1) - a_2^{opt} C_x(2) - \dots - a_N^{opt} C_x(N) \right],$$

где $R_d(n)$ — автокорреляционная функция ошибки предсказания, $C_x(n) = R_x(n) / R_x(0)$ — нормированная автокорреляционная функция входного сигнала.

Часто кодер характеризуют коэффициентом, равным отношению мощностей входного сигнала и ошибки предсказания $R_x(0) / R_d(0)$ и

называемым *выигрышем от предсказания* (или *усилением предсказания*). Для оптимального предсказателя данный коэффициент всегда больше единицы.

Дельта-модуляция

Из системы (3) получим, что значение оптимального коэффициента для одноотводного предсказания $a^{opt} = C_x(1)$. При высокой степени корреляции между отсчетами входного сигнала $x(n)$ (для этого необходимо делать выборки с частотой, далеко превосходящей частоту Найквиста) для одноотводного предсказателя значение a^{opt} стремится к единице, тогда уравнение предсказания и выражение для ошибки модулятора принимают следующий вид:

$$x(n | n - 1) = x(n - 1), \quad d(n) = x(n) - x(n - 1).$$

Дифференциальный модулятор с одноотводным предсказанием, описываемый данными формулами, называется δ -модулятором. Его структура представлена на рис. 10. Устройство квантования является теперь просто компаратором, а одноотводный контур предсказания-коррекции — интегратором, и в декодере за контуром предсказания-коррекции следует восстанавливающий фильтр нижних частот, устраняющий шум квантования, генерируемый двухуровневым кодированием.

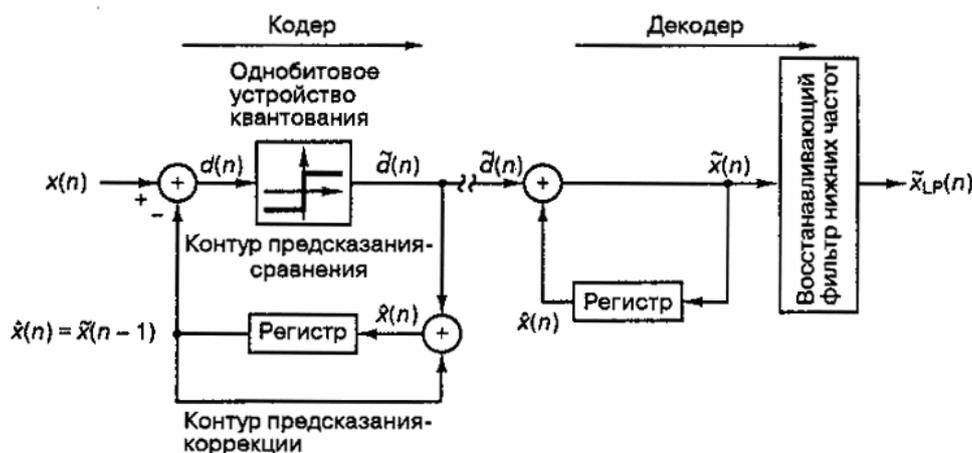


Рис. 10. Одноотводный однобитовый кодирователь/декодирователь ДPCM (дельта-модулятор)

В схеме δ -модуляции имеются два важных параметра: размер шага квантования δ и частота выборки. Выбор шага δ является компромиссом между двумя типами ошибок: шумом квантования и шумом перегрузки по крутизне. Механизм их возникновения приведен на рис. 11. Согласно выражению (1), при малых изменениях амплитуды сигнала мощность шума квантования возрастает пропорционально квадрату шага квантования δ . Если крутизна сигнала $\left| \frac{dx(t)}{dt} \right| > \frac{\delta}{T_s}$, то устройство квантования не успевает за изменениями сигнала, и возникающий при этом шум называют шумом перегрузки по крутизне.

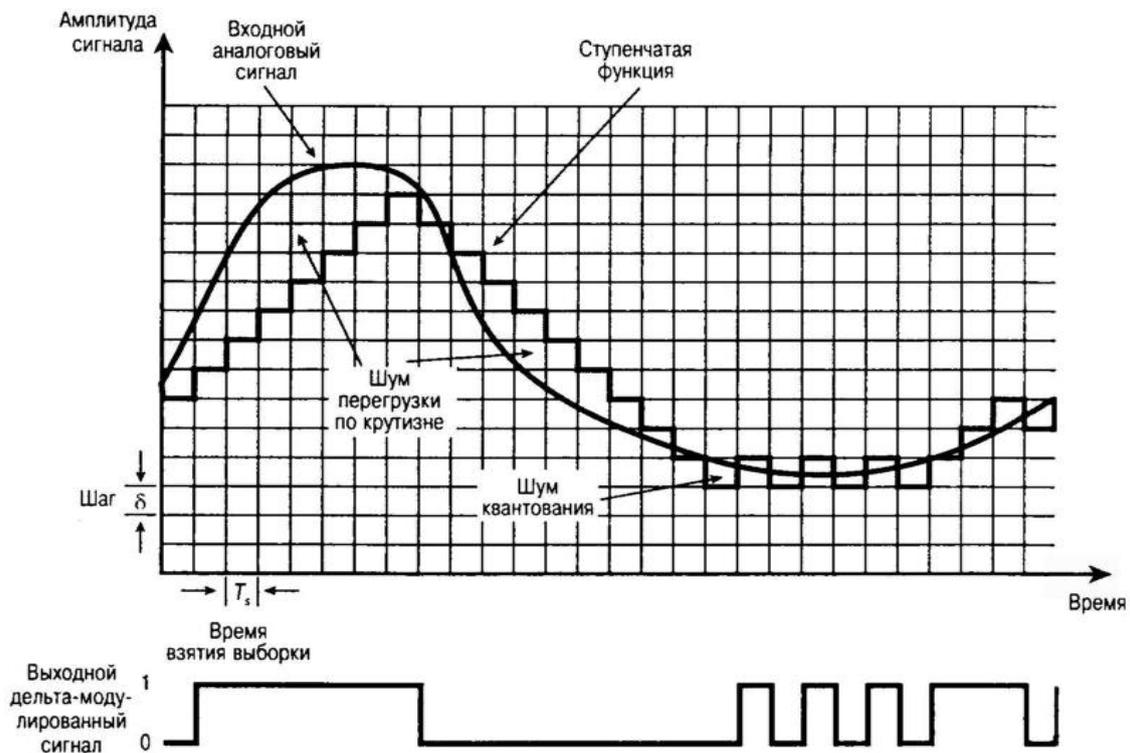


Рис.11. Процесс дельта-модуляции

Он может быть уменьшен за счёт увеличения шага квантования δ . Если же сигнал меняется медленно, то будет существовать шум квантования, возрастающий по мере увеличения δ . Оба вида шума могут быть уменьшены за счёт увеличения частоты выборок, но при этом приходится увеличивать и скорость передачи данных.

Основным преимуществом δ -модуляции является простота её реализации. В то же время, при равных скоростях передачи данных отношение сигнал/шум выше при импульсно-кодовой модуляции.

2. Модуляция и передача в основной полосе частот

После кодирования источника и канального кодирования биты данных в случае одноканальной системы связи поступают в блок модулятора для формирования сигнала, который будет передаваться по каналу связи. Таким образом, цифровая модуляция — это процесс преобразования цифровых символов в сигналы, совместимые с характеристиками канала. При *модуляции в основной полосе частот* эти сигналы являются видеоимпульсами определённой формы. В случае *полосовой модуляции* видеоимпульсы модулируют синусоиду на радиочастоте, называемую несущей, после чего сформированный таким образом радиочастотный сигнал передаётся по каналу связи.

Вначале рассмотрим модуляцию в основной полосе частот для передачи цифровых сигналов по низкочастотным каналам (двухпроводная линия). Сигналами, совместимыми с характеристиками таких каналов, являются, в частности, видеоимпульсы (хотя часто по двухпроводным линиям передаются и сигналы с полосовой модуляцией с относительно невысокими значениями несущих частот). Существует много различных способов представления цифровых данных с помощью импульсов, пара таких способов представлена на рис. 12. Спектр таких импульсов является достаточно широким, что требует соответствующей ширины полосы пропускания канала передачи. Кроме того, все каналы передачи имеют свою передаточную функцию, которая чаще всего не обладает свойствами, необходимыми для передачи импульсов без искажений (неравномерность частотной и (или) нелинейность фазовой характеристики в полосе частот сигнала).

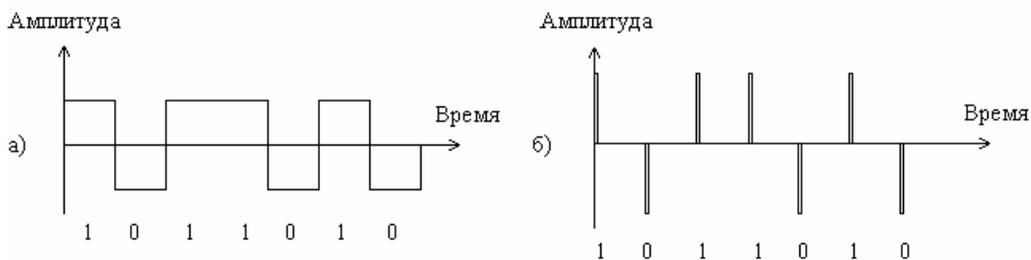


Рис. 12. Некоторые формы цифровых сигналов

Для сужения полосы сигнала в передатчике применяют фильтр. Однако после фильтрации (если фильтр подавляет достаточно большую часть спектра импульса) каждый импульс размывается, уширяется во времени, перекрываясь с соседними импульсами и искажая их, что повышает вероятность ошибки в процессе обнаружения при определении значения передаваемых импульсов. Сам канал передачи также является фильтром для передаваемого сигнала. Процесс перекрытия соседних импульсов получил название *межсимвольной интерференции*. Чтобы избежать влияния межсимвольной интерференции, возникающей из-за фильтрации в передатчике и приёмнике, для фильтрации применяют специальные фильтры, называемые фильтрами Найквиста, а для устранения межсимвольной интерференции, внесённой каналом передачи, применяют специальные методы, в частности, адаптивные фильтры.

3. Полосовая модуляция и демодуляция

При полосовой модуляции передаваемая информация кодируется параметрами несущей: её амплитудой, частотой и фазой. Поэтому различают соответственно амплитудную, частотную и фазовую модуляцию, а также их смешанные комбинации. Модуляция может иметь непрерывный или скачкообразный характер. При непрерывной модуляции параметры несущей являются непрерывными функциями времени; если же они меняются скачком в определённые моменты времени, то такая модуляция называется манипуляцией. Непрерывная модуляция применяется в аналоговых системах связи, а манипуляция является признаком цифровых систем связи, поскольку информация в них представлена в виде дискретных символов. В общем виде модулированная несущая записывается следующим образом:

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (4)$$

где ω_0 — частота несущей, $A(t)$, $\varphi(t)$ — её амплитуда и фаза. Часто амплитуду сигнала удобно записывать через его среднюю мощность или энергию:

$$s(t) = A(t) \cos \omega t = \sqrt{2P} \cos \omega t = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \omega t,$$

где P — мощность сигнала, E — энергия одного элемента сигнала (символа) длительности T . Демодуляция принятого полосового сигнала (4) делится на когерентную и некогерентную. Если при демодуляции приёмник использует информацию о начальной фазе несущей, демодуляция является когерентной, если данная информация не используется, то демодуляция некогерентная. Соответственно различают когерентный и некогерентный приёмники. Вместо термина “демодуляция” в цифровой связи как синонимы часто используются термины “обнаружение” и “различение”, хотя демодуляция делает акцент на восстановлении сигнала, а обнаружение и различение — на принятии решения относительно символического значения принятого сигнала. Иногда в последние два термина вкладывается разный смысл: под обнаружением понимают принятие решения о том, был ли передан сигнал, кодирующий 1 или была пауза, обозначающая 0 при бинарной передаче, а под различением — принятие решения относительно символического значения принятого сигнала в системах, где для передачи информации используются не менее двух разных сигналов.

На рис. 13 представлены наиболее распространённые форматы цифровой модуляции: ASK (amplitude shift keying — амплитудная манипуляция), PSK (phase shift keying — фазовая манипуляция), FSK (frequency shift keying — частотная манипуляция) и смешанная комбинация ASK и PSK (ASK/PSK или APK).

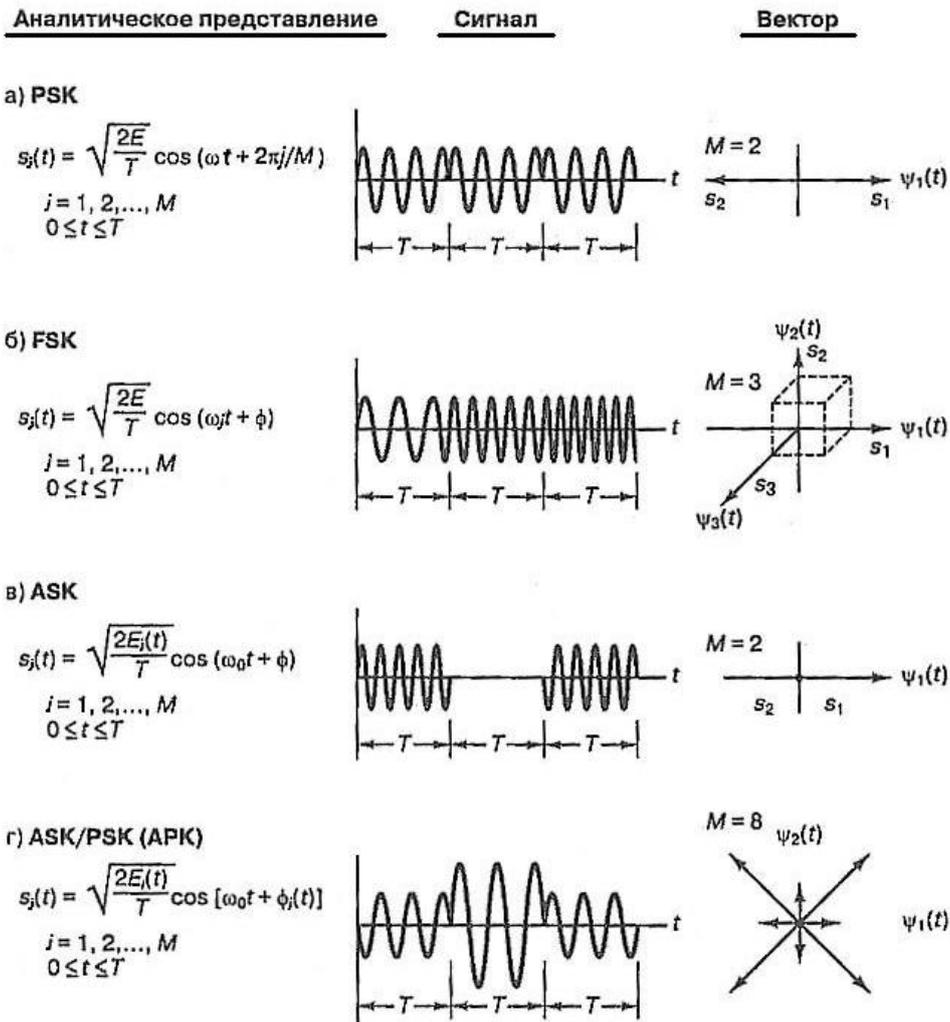


Рис. 13. Виды цифровых модуляций: а) PSK; б) FSK; в) ASK; г) APK

В общем случае M -арной передачи сигналов устройство обработки получает k бит в каждый момент времени и указывает модулятору произвести один из $M = 2^k$ возможных сигналов, т. е. за каждый символьный интервал передаётся $k = \log_2 M$ бит, что позволяет реализовать определённые компромиссы между скоростью передачи битов, полосой пропускания системы, вероятностью битовой ошибки и мощностью сигнала. Например, для модуляций APK и PSK можно в k раз повысить скорость передачи битов при той же ширине полосы канала, либо при фиксированной скорости передачи сузить необходимую полосу пропускания в k раз. Подробнее о компромиссах при использовании M -арной модуляции будет сказано ниже. Частным случаем M -арной модуляции является бинарная с $k = 1$.

Фазовая манипуляция

При M -арной фазовой манипуляции (MPSK — multiple phase shift keying) сигнал имеет следующий вид:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[\omega_0 t + \frac{2\pi i}{M}\right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M},$$

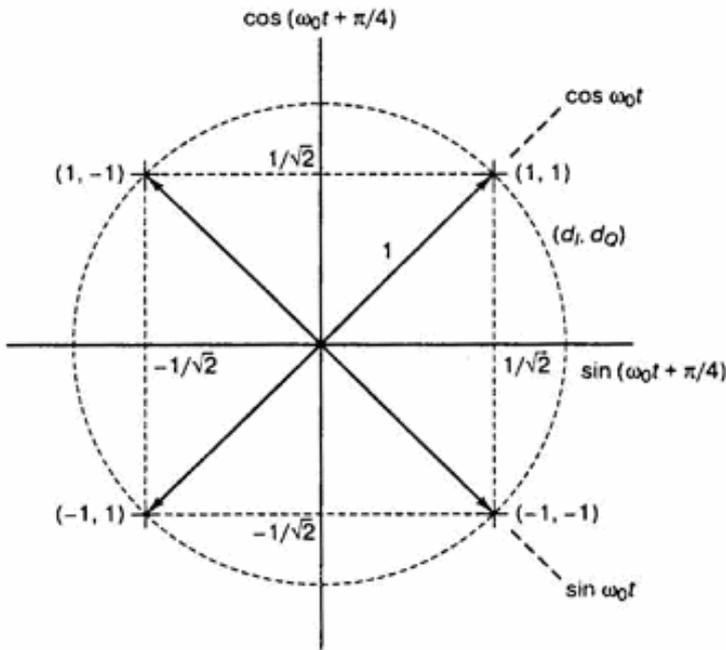


Рис. 14. Сигнальное пространство для модуляции QPSK

где E — энергия символа, T — время передачи символа. Работа схемы модуляции заключается в смещении фазы несущей на одно из M значений (на практике M обычно является целой степенью двойки). Модулированный сигнал можно представить как вектор на графике в полярной системе координат; длина вектора соответствует амплитуде сигнала, а его ориентация — фазе. На рис. 13, а приведён пример двоичной ($M = 2$) фазовой манипуляции (binary PSK — BPSK), где видны характерные резкие изменения фазы на π при переходе между символами.

Векторное представление при этом даёт два противофазных вектора. При $M = 4$ схема модуляции называется *квадратурной фазовой манипуляцией* (QPSK — quadrature phase shift keying). Векторная диаграмма сигнала QPSK приведена на рис. 14. Сигнал с модуляцией QPSK можно представить в виде суммы синфазной и квадратурной компонент (отсюда название — квадратурная):

$$s(t) = \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \pi/4] = \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin \omega_0 t, \quad (5)$$

где $d_I(t)$ — поток импульсов (с амплитудой $+1$ или -1 , что соответствует сдвигу фазы косинусоиды на 0 или π), соответствующих чётным битам передаваемой последовательности $d_k(t)$, а $d_Q(t)$ — нечётным, причём эти потоки синхронизированы так, что переходы импульсов совпадают (рис. 15). Таким образом, сигнал с QPSK состоит из двух ортогональных компонентов, каждый из которых даёт сигнал BPSK. Величина $\theta(t)$ будет соответствовать одному из четырёх возможных сочетаний $d_I(t)$ и $d_Q(t)$: $\theta(t) = 0, \pm\pi/2$ или π . Так как $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$ ортогональны, два сигнала BPSK можно обнаруживать отдельно.

Существует модификация модуляции QPSK, когда потоки биполярных импульсов $d_I(t)$ и $d_Q(t)$ синхронизованы со сдвигом на T (рис. 16) и поэтому не могут одновременно изменить состояние. При этом несущая не может изменить фазу на 180° , поскольку за один раз переход может сделать только один из компонентов. При каждом переходе фаза может измениться только на 0° или $\pm 90^\circ$ (рис. 17, б). При модуляции QPSK синфазный и квадратурный потоки $d_I(t)$

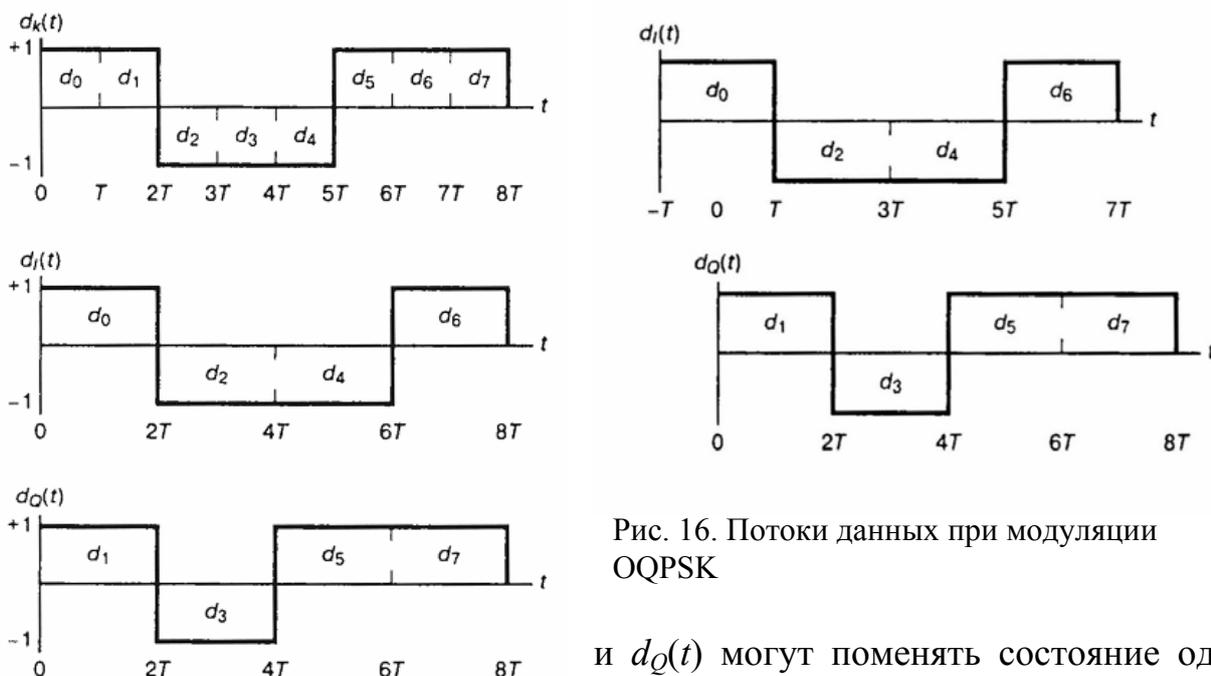


Рис. 15. Модуляция QPSK

Рис. 16. Потоки данных при модуляции OQPSK

и $d_o(t)$ могут менять состояние одновременно, при этом изменение фазы несущей составит 180° (рис. 17, а). Такая модификация модуляции QPSK

называется *квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом* (Offset QPSK — OQPSK) и применяется в системах с нелинейным усилением. Желательно,

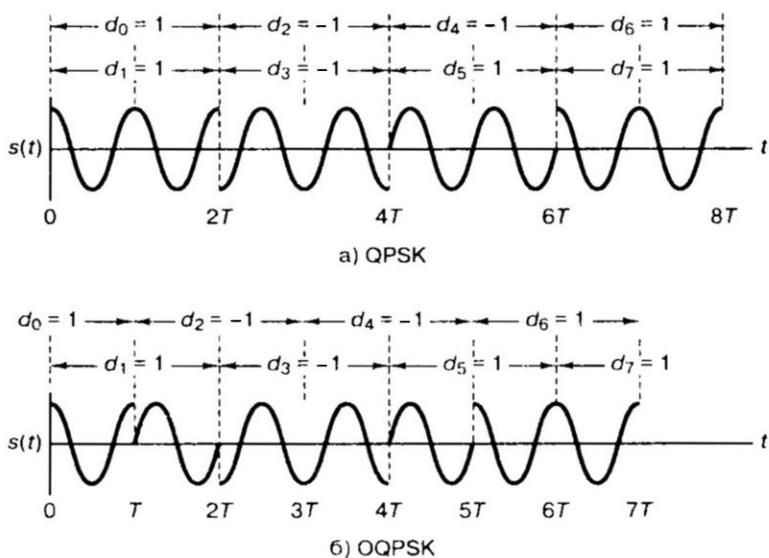


Рис. 17. Сигналы: а) QPSK; б) OQPSK

чтобы в таких системах сигнал имел постоянную огибающую. Это связано с тем, что при прохождении сигнала с большими флуктуациями амплитуды приёмники с нелинейной обработкой сигнала создают паразитные боковые полосы в спектре (причина — механизм, называемый преобразованием амплитудной модуляции в фазовую). Эти боковые полосы отбирают дополнительную мощность источника питания и

могут создавать помехи соседним по частоте каналам или другим системам связи. При фильтрации сигнала с модуляцией QPSK фазовый сдвиг на 180° вызовет обращение огибающей в нуль. В модуляции OQPSK максимальный фазовый сдвиг составляет 90° , что при фильтрации приводит лишь к лёгкому спаду огибающей (примерно на 30%).

Частотная манипуляция

Общее выражение для сигнала с частотной манипуляцией имеет следующий вид:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}. \quad (6)$$

Здесь частота ω_i может принимать M дискретных значений, а фаза φ является произвольной константой. Изображение сигнала в модуляции FSK дано на рис. 13, б для случая $M = 3$ без разрыва фазы. В общем случае многочастотной манипуляции (MFSK) переход к другому тону может быть довольно резким (со скачком фазы). Если все сигналы ортогональны между собой, т. е. $\int_0^T s_i(t) s_j(t) dt = 0, \quad i \neq j$, то они описываются взаимно перпендикулярными векторами в M -мерном пространстве.

Амплитудная манипуляция

Сигнал с амплитудной манипуляцией, изображённый на рис. 13, в, описывается выражением:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M},$$

где амплитуда $E_i(t)$ может принимать M дискретных значений, а фаза φ — произвольная константа.

Амплитудно-фазовая манипуляция

Сигнал с АРК изображён на рис. 13, г, и выражается как

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}.$$

В приведённом на рис. 13, г примере $M = 8$, и можно видеть одновременные (в моменты переходов между символами) скачки амплитуды и фазы.

При изображении набора сигналов какой-либо схемы модуляции (ASK, PSK, АРК) в полярной системе координат обычно изображают только концы векторов сигналов, при этом получается набор точек на плоскости, называемый *сигнальным созвездием*. На рис. 18 показаны сигнальные созвездия для нескольких видов модуляций.

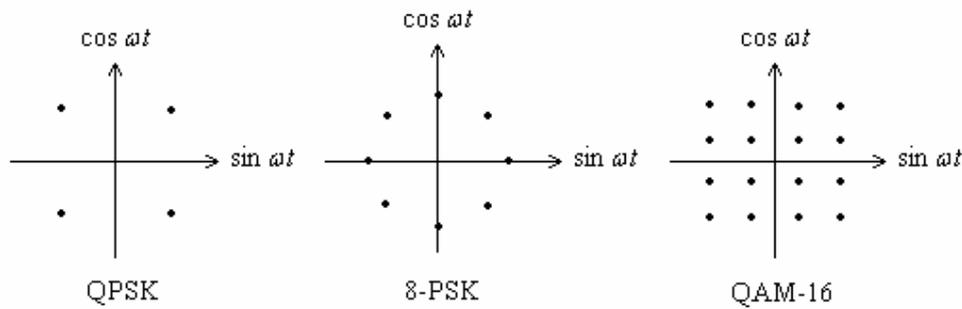


Рис. 18. Сигнальные созвездия для модуляций QPSK, 8-PSK и QAM-16

Амплитудно-фазовую манипуляцию, при которой сигнальное созвездие является симметричной решёткой (например, как у QAM-16 на рис. 18), называют *квадратурной амплитудной модуляцией* (QAM — *quadrature amplitude modulation*).

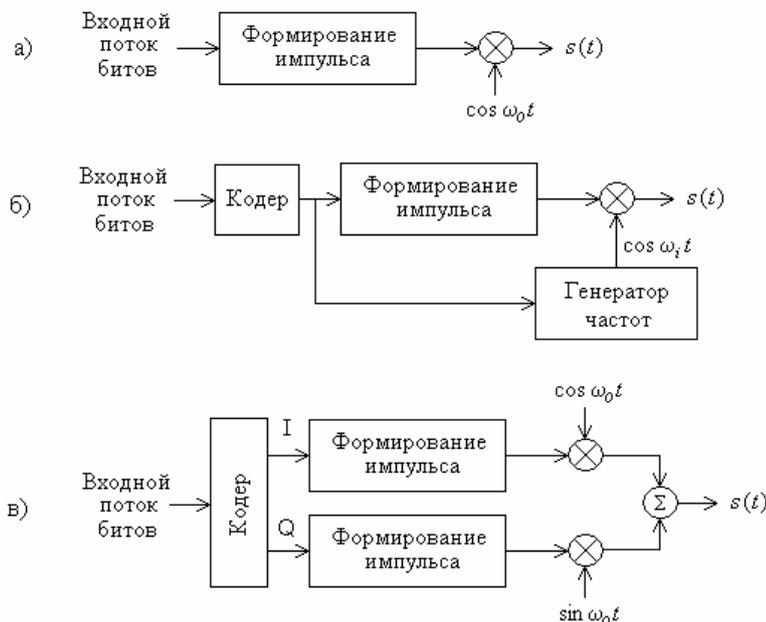


Рис. 19. Блок-схемы модуляторов для модуляций ASK, PSK, FSK, APK

в M -уровневую амплитудно-импульсную (АИМ), осуществляя, таким образом, модуляцию импульсов по амплитуде. Рис. 19, б описывает структуру модулятора для формирования сигнала с M -арной частотной манипуляцией, а модулятор на рис. 19, в осуществляет все виды M -арных фазовых или амплитудно-фазовых манипуляций. Такая схема на рис. 19, в называется квадратурным модулятором, т. к. использует два канала на одной частоте, несущие в которых ортогональны. В этом случае кодер разделяет входной поток битов на чётные и нечётные биты, при этом чётные биты обрабатываются одним каналом, а нечётные — другим. Кроме этого, кодер (перед преобразованием сигналов обоих каналов в M -уровневую АИМ) часто выполняет кодирование в соответствии с кодом Грея, описанным ниже в разделе 4. Сигнал на выходе квадратурного модулятора формируется в соответствии с формулой (5), в которой $d_I(t)$ и $d_Q(t)$ являются сигналами с M -уровневой АИМ.

Когерентное обнаружение сигналов MPSK

Сигнал в модуляции MPSK выражается следующим образом:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M}\right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}.$$

Здесь E — энергия сигнала за время передачи символа T . Для представления сигналов $s_i(t)$ удобно использовать следующий ортонормированный базис:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t, \quad \psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t.$$

Запишем сигнал $s_i(t)$ в данном базисе:

$$s_i(t) = a_{i1}\psi_1(t) + a_{i2}\psi_2(t) = \sqrt{E} \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_1(t) + \sqrt{E} \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_2(t).$$

Структура демодулятора сигналов MPSK показана на рис. 20.

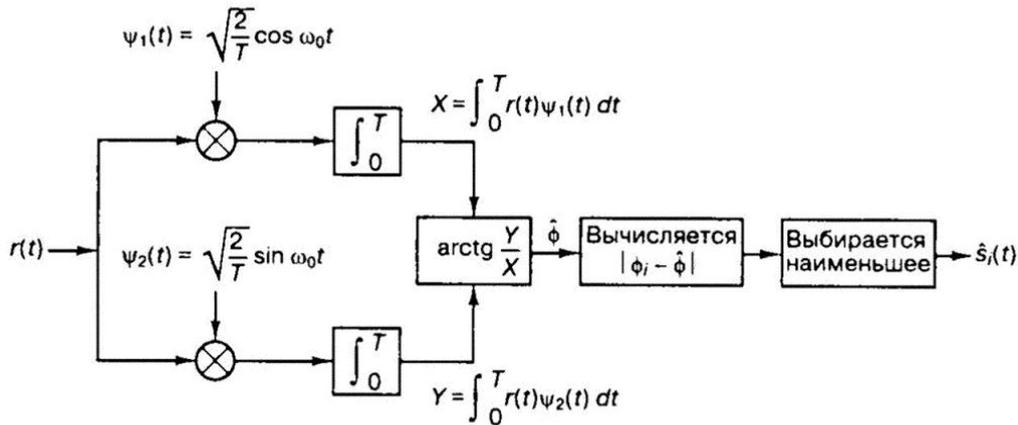


Рис. 20. Демодулятор сигналов MPSK

Корреляторы вычисляют функции $X = \int_0^T r(t)\psi_1(t)dt$ и $Y = \int_0^T r(t)\psi_2(t)dt$ (здесь $r(t) = s_i(t) + n(t)$ — принятый сигнал, $n(t)$ — белый гауссовский шум), отношение которых даёт оценку фазы принятого сигнала. Полученная оценка сравнивается с фазами-прототипами, и выбирается значение фазы, ближайшее к фазе переданного сигнала.

Данная схема демодуляции является когерентной, т. е. требует, чтобы фазы базисных опорных сигналов $\psi_1(t)$ и $\psi_2(t)$ были согласованы с начальной фазой передаваемого сигнала. Если согласование по фазе будет отсутствовать, демодулятор будет выдавать неверные значения фазы.

Когерентное обнаружение сигналов MFSK

Сигнал MFSK описывается формулой (6). Обычно разница между соседними частотами выбирается кратной $1/2T$, чтобы сигналы были ортогональны между собой. В этом случае сигналы-прототипы $s_i(t)$ будут

одновременно являться (с точностью до постоянного множителя) ортонормированными базисными функциями $\psi_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_i t$. Расстояние между любыми двумя векторами ортонормированных сигналов-прототипов \mathbf{s}_i и \mathbf{s}_j является постоянным:

$$d(\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j) = \|\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_j\| = \sqrt{2E} \text{ для } i \neq j.$$

Структура корреляционного приёмника показана на рис. 21.

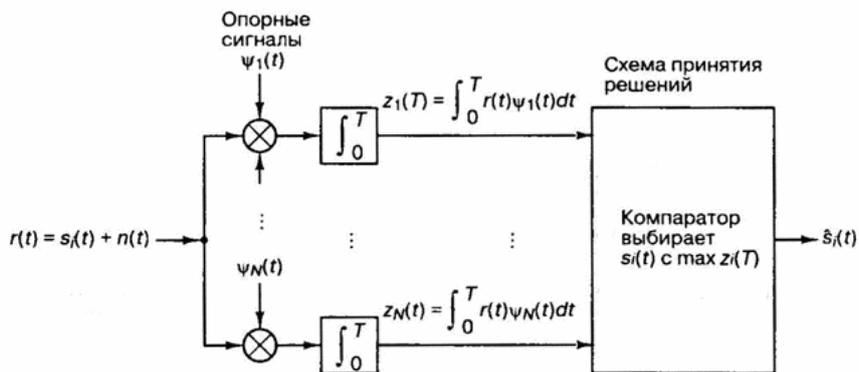


Рис. 21. Демодулятор сигналов MFSK

Поскольку все сигналы-прототипы (или базисные функции) ортогональны, при идеальных условиях лишь один из корреляторов даст на выходе ненулевой сигнал.

Когерентное обнаружение сигналов АРК

Сигнал в модуляции АРК можно представить в следующем виде:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)] = a_{i1}\psi_1(t) + a_{i2}\psi_2(t),$$

где $\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t$, $\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t$, $a_{i1} = \sqrt{E_i} \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right)$, $a_{i2} = \sqrt{E_i} \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right)$.

a_{i1} и a_{i2} являются координатами точки в сигнальном созвездии (в осях $\sin \omega_0 t$ и $\cos \omega_0 t$), изображающей переданный символ. Демодулятор имеет структуру, показанную на рис. 22.

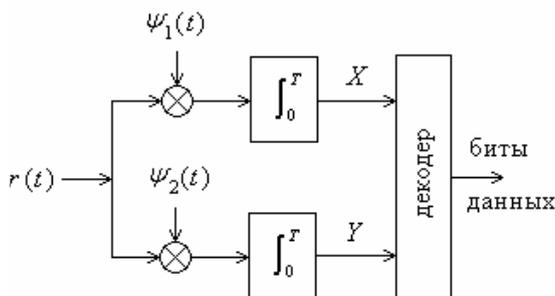


Рис. 22. Демодулятор сигналов АРК

Некогерентное (дифференциальное когерентное) обнаружение сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией (DPSK)

DPSK — differential phase shift keying (дифференциальная фазовая манипуляция). Со словом “дифференциальная” связано две различных составляющих процесса модуляции/демодуляции: процедура кодирования и процедура обнаружения. Термин “дифференциальное кодирование” употребляется тогда, когда кодировка двоичных символов определяется не их значением (ноль или единица), а тем, совпадает ли символ с предыдущим или отличается от него. Термин “дифференциальное когерентное обнаружение” сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией (именно в этом значении обычно используется название DPSK) связан со схемой обнаружения, которая относится к некогерентным схемам, поскольку не требует согласования по фазе с принятой несущей. Однако дифференциально кодированные сигналы иногда обнаруживаются когерентно. Эта возможность будет рассмотрена ниже.

Основа дифференциального когерентного обнаружения сигналов с DPSK состоит в следующем. В процессе демодуляции в качестве опорной фазы применяется фаза сигнала предыдущего интервала передачи символа. Её использование требует дифференциального кодирования последовательности сообщений в передатчике, поскольку информация кодируется разностью фаз между двумя последовательными импульсами. Для передачи i -го сообщения ($i = 1, 2, \dots, M$) фаза текущего сигнала должна быть смещена на $\varphi_i = 2\pi i/M$ радиан относительно фазы предыдущего сигнала. Демодулятор вычисляет фазу поступившего импульса и сравнивает его с фазой предыдущего импульса. По разности этих фаз определяется значение переданного символа. Вычисление фазы $\hat{\phi}$ может производиться так же, как на рис. 20 с тем отличием, что базисные сигналы $\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t$, $\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t$ синхронизируются с принимаемым сигналом только по частоте.

Модуляция DPSK менее эффективна, чем PSK, поскольку в первом случае вследствие корреляции между сигналами ошибки могут распространяться на соседние времена передачи символов. PSK и DPSK отличаются тем, что в первом случае принятый сигнал сравнивается с идеальным опорным, а во втором — два зашумлённых сигнала, поэтому модуляция DPSK даёт вдвое больший шум, чем PSK. Преимущество DPSK — в меньшей сложности схемы, не требующей синхронизации по фазе.

Рассмотрим пример бинарной модуляции DPSK (DBPSK). На рис. 23 представлено дифференциальное кодирование двоичного потока сообщений $m(k)$, где k — индекс дискретизации. Дифференциальное кодирование начинается (третья строка на рисунке) с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности $c(k=0)$ (в данном случае выбрана единица). Затем последовательность закодированных битов $c(k)$ кодируется одним из двух способов:

$$c(k) = c(k-1) \oplus m(k) \quad (7)$$

или

$$c(k) = \overline{c(k-1)} \oplus m(k), \quad (8)$$

где символ “ \oplus ” обозначает сложение по модулю 2 (операция “исключающее «или»”), а черта над выражением означает инверсию. На рис. 23 была

Индекс дискретизации, k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Информационное сообщение, $m(k)$		1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
Сообщение в дифференциальной кодировке (первый бит произвольный), $c(k)$	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1
Соответствующий сдвиг фаз, $\theta(k)$	π	π	π	0	0	π	π	π	0	π	π

использована формула (8). Другими словами, текущий бит кода $c(k)$ равен единице, если бит сообщения $m(k)$ совпадает с предыдущим закодированным битом $c(k-1)$, в противном случае $c(k) = 0$. В четвёртой строке рисунка закодированная последовательность битов $c(k)$ преобразовывается в последовательность сдвигов фаз $\theta(k)$, где единица представляется сдвигом фазы на π , а ноль

Рис. 23. Дифференциальное кодирование

— нулевым сдвигом.

Декодирование битов сообщения в приёмнике, закодированных по формуле (8), производится в соответствии со следующей логикой:

$$m(k) = \overline{c(k)} \oplus \overline{c(k-1)}.$$

Когерентное обнаружение сигналов DPSK

Процессы умножения и деления частоты в схеме восстановления несущей приводят к фазовой неоднозначности когерентного опорного сигнала, генерируемого контуром ФАПЧ, равной π . В системах с подавлением несущей это приведёт к стопроцентной вероятности ошибки. При использовании модуляции DPSK, поскольку информация кодируется подобием или отличием соседних символов, ошибка будет возникать только в символе, который инвертируется, или в символе, следующим за инвертированным. Точность определения подобия или отличия символов не меняется при инвертировании несущей. Иногда сообщения дифференциально кодируются и когерентно обнаруживаются, чтобы просто избежать неопределённости в определении фазы. При когерентном обнаружении сигналов с DPSK вероятность ошибки при обнаружении ниже, чем при дифференциальном когерентном (некогерентном), но выше, чем при когерентном обнаружении сигналов с PSK; её увеличение вызвано дифференциальным кодированием, поскольку любая отдельная ошибка обнаружения обычно приводит к принятию двух ошибочных решений.

4. Вероятность ошибок при передаче сигнала по каналу с гауссовым шумом

Одним из важнейших критериев производительности цифровых систем связи является зависимость вероятности появления ошибочного бита P_b от отношения энергии сигнала, приходящейся на один бит, к спектральной плотности мощности аддитивного белого гауссовского шума E_b/N_0 . При этом предполагается, что единственным источником искажений сигнала является тепловой шум (АБГШ). Удобство использования отношения E_b/N_0 вместо отношения мощности сигнала к мощности шума S/N , как в аналоговых системах связи, состоит в том, что так удобнее сравнивать производительность цифровых систем на битовом уровне. Это важно для цифровых систем, поскольку сигнал может иметь произвольное n -битовое значение (один символ может кодировать n бит). Предположим, что для данной вероятности возникновения ошибки в цифровом двоичном сигнале требуемое отношение $S/N = 20$. Поскольку двоичный сигнал имеет однобитовое значение, требуемое отношение S/N на бит равно 20. Пусть теперь сигнал является 1024-уровневым с теми же 20 единицами требуемого отношения S/N . Теперь, поскольку сигнал имеет 10-битовое значение, требуемое отношение S/N на один бит равно 2. Параметр E_b/N_0 характеризует отношение сигнал-шум, приходящееся на один бит.

Параметр E_b/N_0 связан с параметром S/N следующим соотношением:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S T_b}{N/W} = \frac{S/R}{N/W} = \frac{S}{N} \frac{W}{R}, \quad (9)$$

где T_b — время передачи бита, N — мощность шума, R — скорость передачи битов, W — ширина полосы. Отношение R/W называется *спектральной эффективностью* системы или *эффективностью использования полосы частот* и выражается в бит/с/Гц. Это отношение показывает, насколько эффективно система использует полосу частот.

Далее в таблице 1 приводятся выражения для вероятности битовой ошибки (для бинарных модуляций и модуляции QPSK) и вероятности символьной ошибки (для M -арных модуляций).

Графики вероятности битовой ошибки для различных бинарных систем показаны на рис. 24.

Таблица 1.

Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит (P_b) или на символ (P_s)	Примечание
BASK	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$ <p>здесь и далее $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ — гауссов интеграл ошибок</p>	<p>для ортогональных сигналов: $s_1(t) = A \cos \omega t$ $s_2(t) = 0$ $0 \leq t \leq T$</p>
BPSK	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	<p>для антиподных сигналов: $s_1(t) = A \cos \omega t$ $s_2(t) = -A \cos \omega t$ $0 \leq t \leq T$</p>
QPSK	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	
Ортогональная BFSK (когерентное обнаружение)	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$	
Ортогональная BFSK (некогерентное обнаружение)	$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$	
DPSK (некогерентное обнаружение)	$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$	
DPSK (когерентное обнаружение)	$P_b = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]$	
MPSK	$P_s(M) \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right), M > 2$	<p>для больших отношений E_s/N_0, $E_s = E_b \log_2 M$ — энергия, приходящаяся на символ, $M = 2^k$ — количество равновероятных символов</p>

DMPSK (некогерентное обнаружение)	$P_s(M) \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{\sqrt{2M}}\right), M > 2$	см. примечание для MPSK
Ортогональная MFSK (когерентное обнаружение)	$P_s(M) \leq (M-1)Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$	$E_s = E_b \log_2 M$ — энергия, приходящаяся на символ, $M = 2^k$ — количество равновероятных символов
Ортогональная MFSK (некогерентное обнаружение)	$P_s = \frac{1}{M} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{j=2}^M (-1)^j C_j^M \exp\left(\frac{E_s}{jN_0}\right),$ $C_j^M = \frac{M!}{j!(M-j)!}$	см. примечание для MFSK с когерентным обнаружением
QAM	$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2E_b}{N_0}}\right]$	для прямоугольной решётки; L — количество уровней амплитуды в одном измерении; используется код Грея

Можно показать [1], что соотношение между вероятностью битовой ошибки и вероятностью символьной ошибки для ортогональных M -арных сигналов даётся выражением:

$$\frac{P_b}{P_s} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} = \frac{M/2}{M-1}.$$

Аналогичное соотношение для многофазных сигналов MPSK при использовании кода Грея имеет вид:

$$P_b \approx \frac{P_s}{\log_2 M} \quad (\text{для } P_s \ll 1).$$

Код Грея — это код преобразования бинарных символов в M -арные, такие, что двоичные последовательности, соответствующие соседним символам (сдвигам фаз), отличаются только одним битом. На рис. 25 обычная бинарная кодировка сравнивается с кодировкой Грея. При появлении ошибки в M -арном символе наиболее вероятными являются ближайшие соседние символы, отличающиеся от переданного лишь одним битом, если используется кодировка

Грея. Таким образом, высока вероятность того, что при кодировании с помощью кода Грея в случае возникновения ошибки ошибочным будет только один из $k = \log_2 M$ переданных битов.

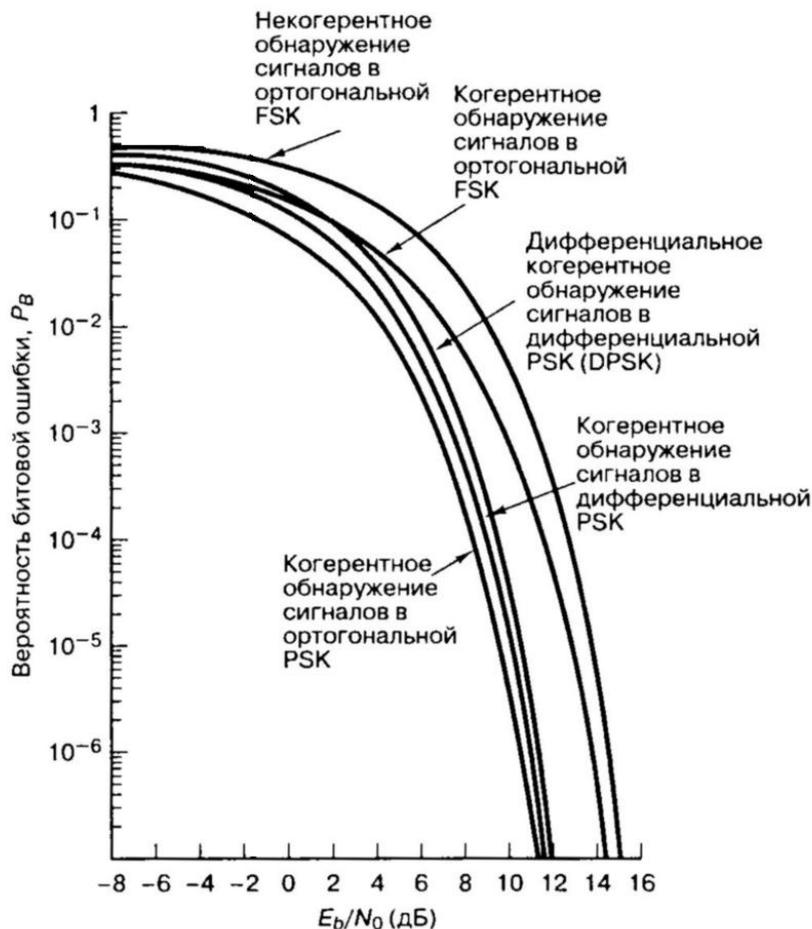


Рис. 24. Вероятность битовой ошибки для различных бинарных систем

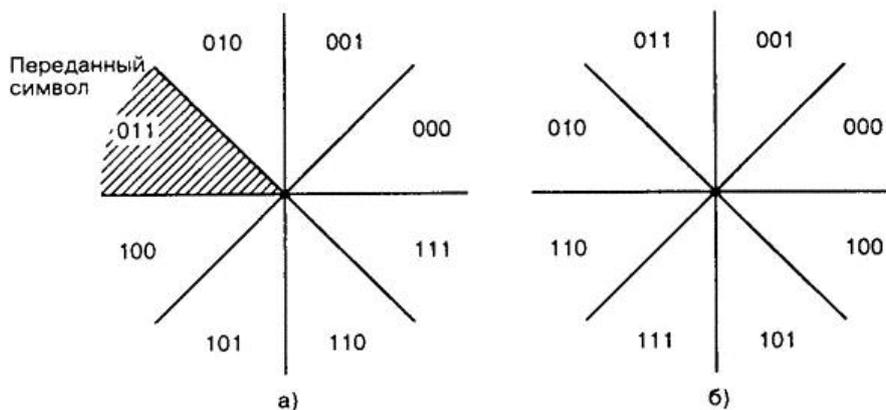


Рис. 25. Обычная кодировка (а) и кодировка Грея (б)

На рис. 26 приведены графики вероятности битовой ошибки для ортогональной M -арной ($M = 2^k$) передачи сигналов с модуляцией MFSK с когерентным обнаружением, а на рис. 27 — графики вероятности битовой ошибки для многофазной (MPSK) передачи с когерентным обнаружением.

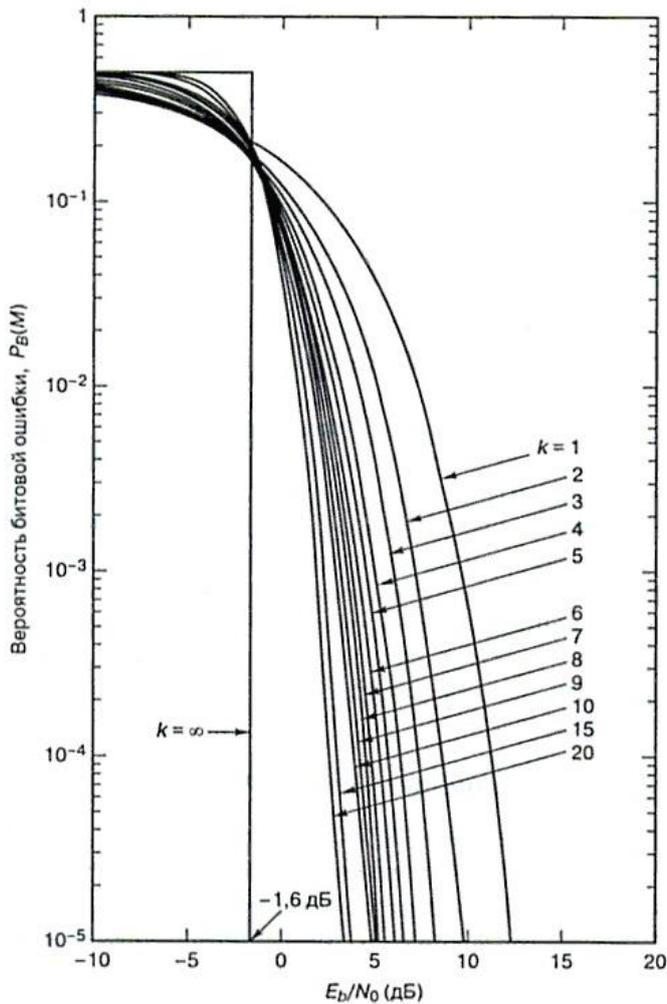


Рис. 26. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 для ортогональной M -арной передачи сигналов по каналу с гауссовым шумом с помощью модуляции MFSK при использовании когерентного обнаружения

Как видно из сравнения этих рисунков, при ортогональной передаче с ростом k происходит уменьшение вероятности битовой ошибки, а при многофазной – увеличение.

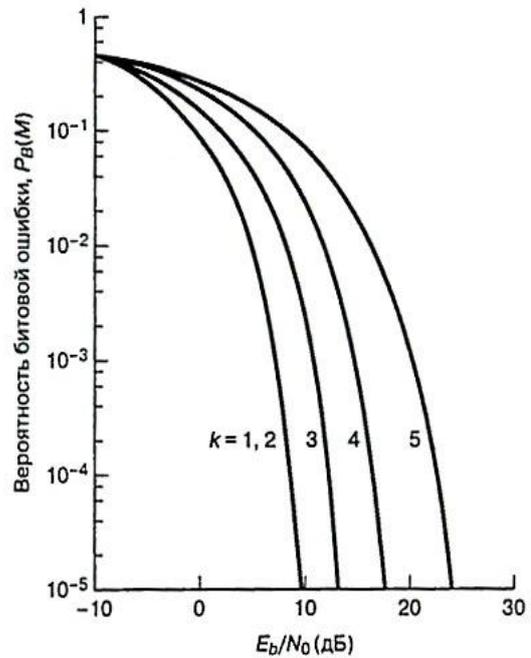


Рис. 27. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 для многофазной M -арной передачи сигналов по каналу с гауссовым шумом с помощью модуляции MPSK при использовании когерентного обнаружения

Описание виртуальной установки (моделирующей программы)

Виртуальная лабораторная установка создана в среде графического программирования LabView компании National Instruments. Данная среда позволяет быстро и без глубокого знания языков программирования создавать многофункциональные программы с удобным графическим интерфейсом. Среда LabView обладает большим набором библиотек для ввода-вывода и обработки данных.

Интерфейс программы состоит из двух основных блоков: “Кодер/декодер источника” (“Source coder / decoder”) (рис. 28, 29) и “Полосовой модулятор / демодулятор / обнаружитель” (“Passband modulator / demodulator / detector”) (рис. 30, 31). Блок кодирования/декодирования источника выполняет функцию преобразования дискретного сигнала в цифровой и обратно, осуществляя импульсно-кодую, дифференциальную импульсно-кодую или дельта-модуляцию, компандирование и фильтрацию. Блок полосовой модуляции/демодуляции осуществляет формирование полосового сигнала с различными видами модуляции, имитирует канал передачи с аддитивным белым гауссовским шумом, производит демодуляцию и обнаружение (различение).

Переключатель “Mode” определяет режим работы программы: “независимый” (“Independent”) или “совместный” (“Combined”). В независимом режиме каждый из двух блоков работает независимо от другого, то есть блок кодирования/декодирования источника подаёт выходной цифровой сигнал кодера непосредственно на вход декодера, минуя блок полосовой модуляции/демодуляции, который использует для модуляции несущей собственную независимую информационную последовательность бит. В совместном режиме сигнал с кодера блока кодирования источника подаётся на вход модулятора, обрабатывается блоком полосовой модуляции/демодуляции и с выхода этого блока подаётся на вход декодера источника.

Блок кодера/декодера источника (“Source coder/decoder”)

Блок “Input signal” (рис. 28) предназначен для открытия файла, содержащего входной сигнал, и для настройки параметров сигнала. Файл, содержащий входной сигнал, должен быть одного из двух типов: *.dbl или *.wav. Файлы типа *.dbl содержат отчёты сигнала в формате “double”, типа *.wav — в стандартном формате wave (особенности формата: 16-битовая кодировка РСМ, желательно моно). Индикатор “Opened file max absolute value” показывает максимальное по модулю значение сигнала в открытом файле. Поле “Max absolute value” позволяет осуществить масштабирование выбранного сигнала (усиление или ослабление) путём изменения его максимального по модулю значения. На индикаторе “wave-file sample frequency (Hz)” отображается частота дискретизации сигнала в выбранном файле типа *.wav.

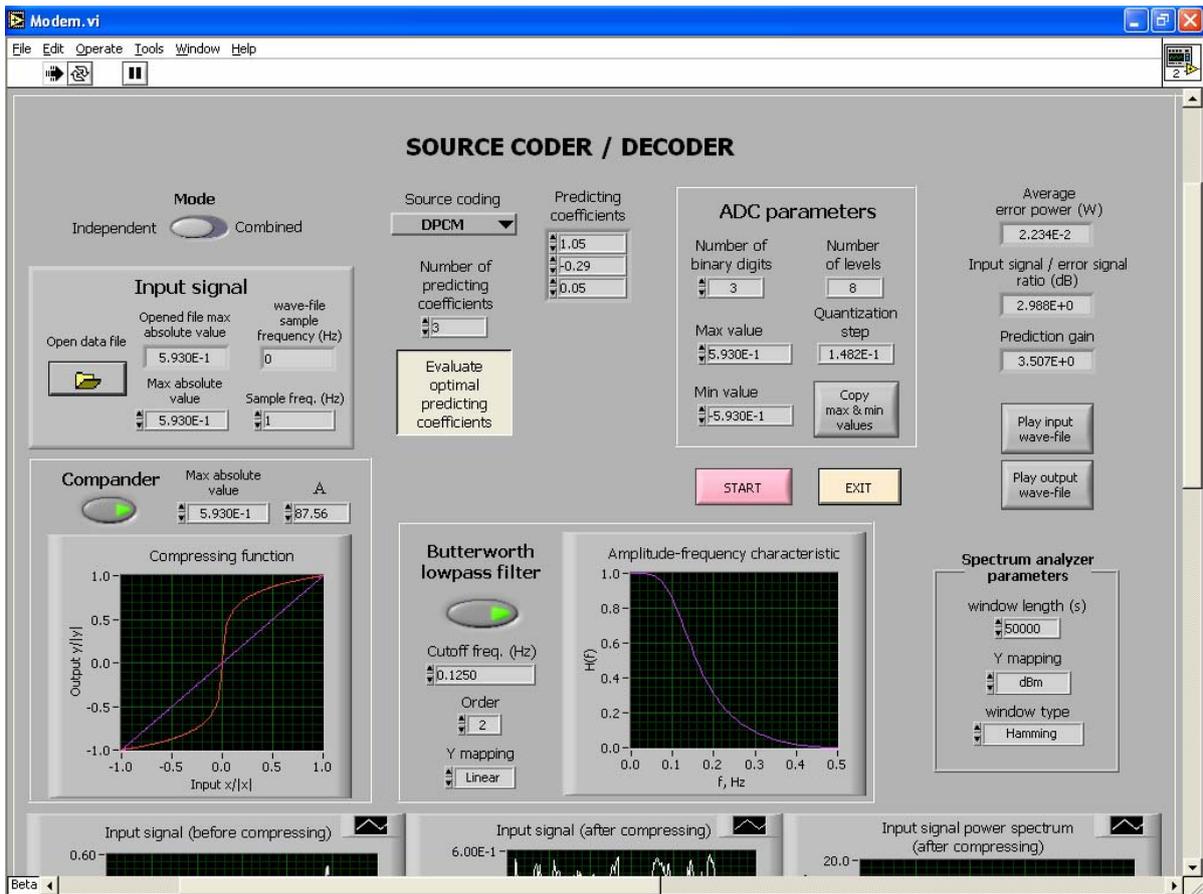


Рис. 28

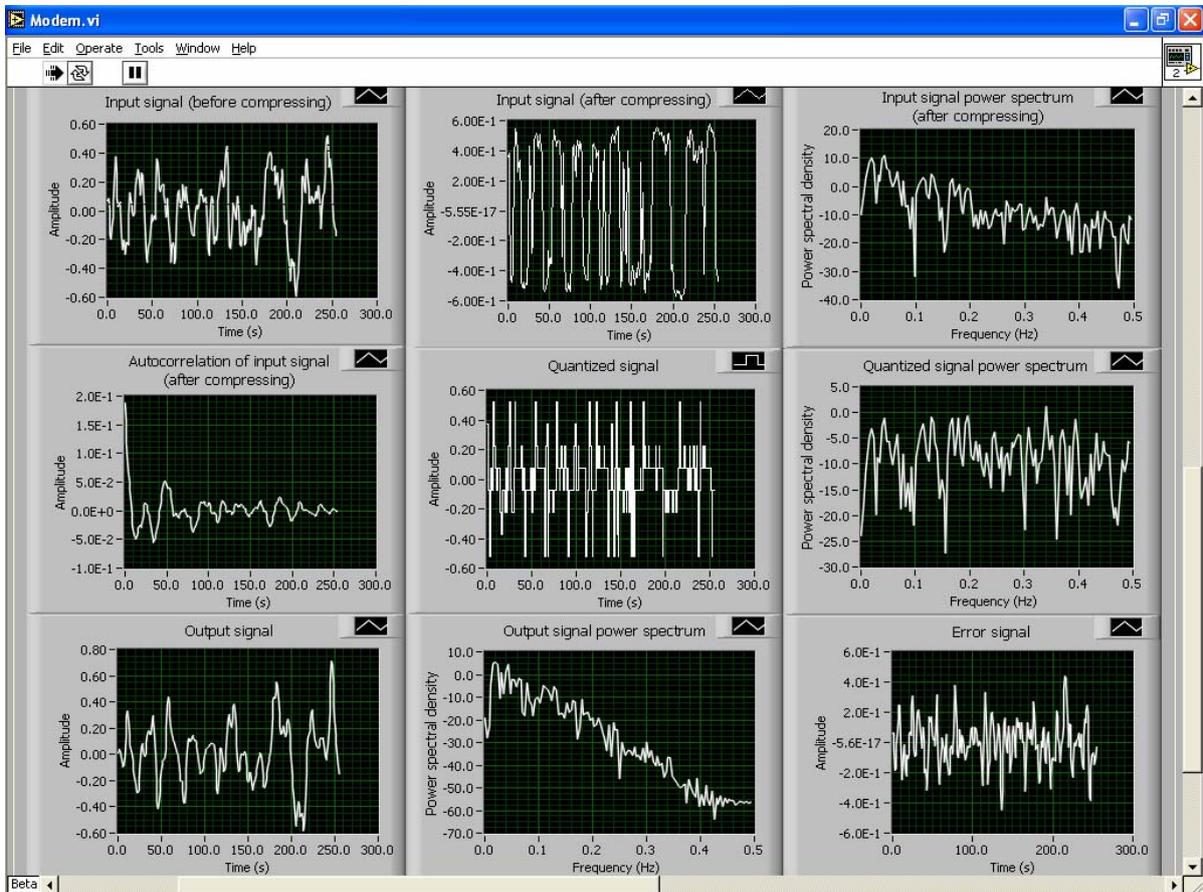


Рис. 29

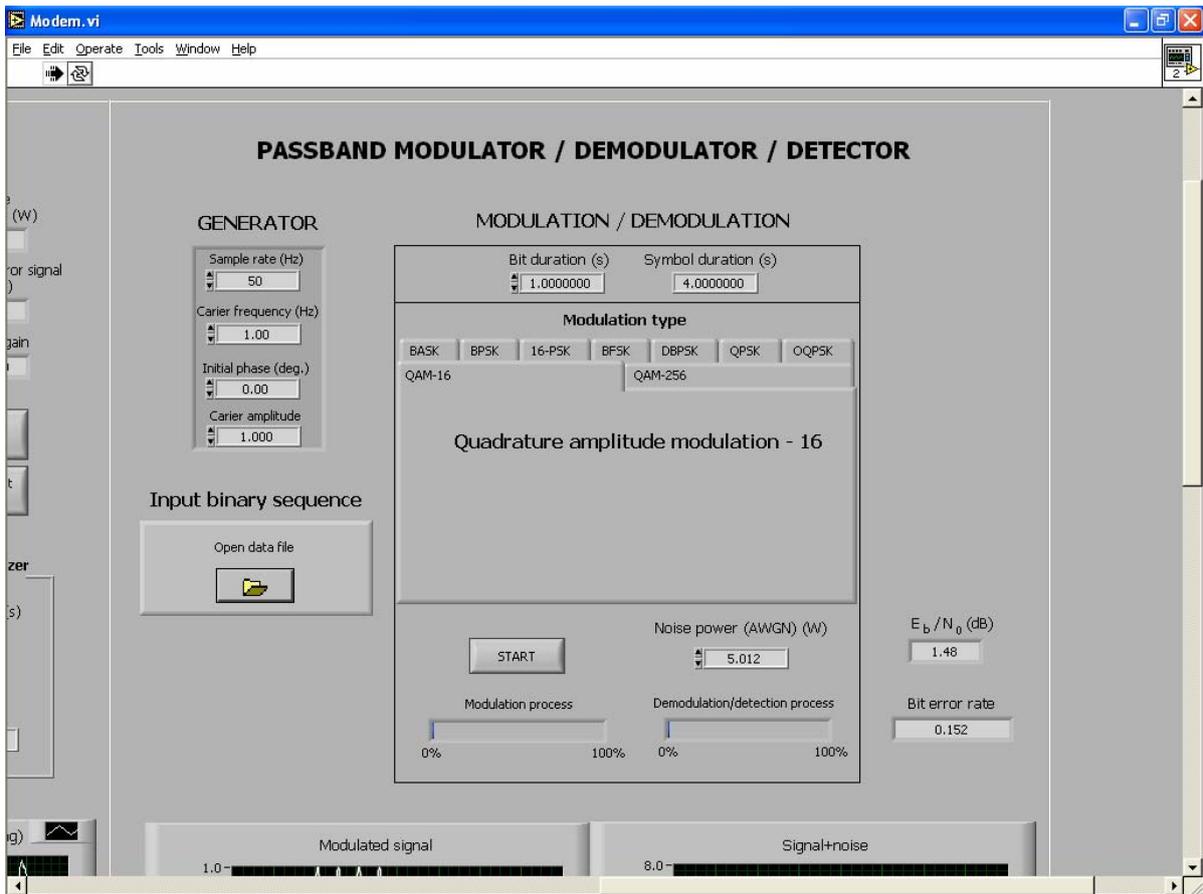


Рис. 30

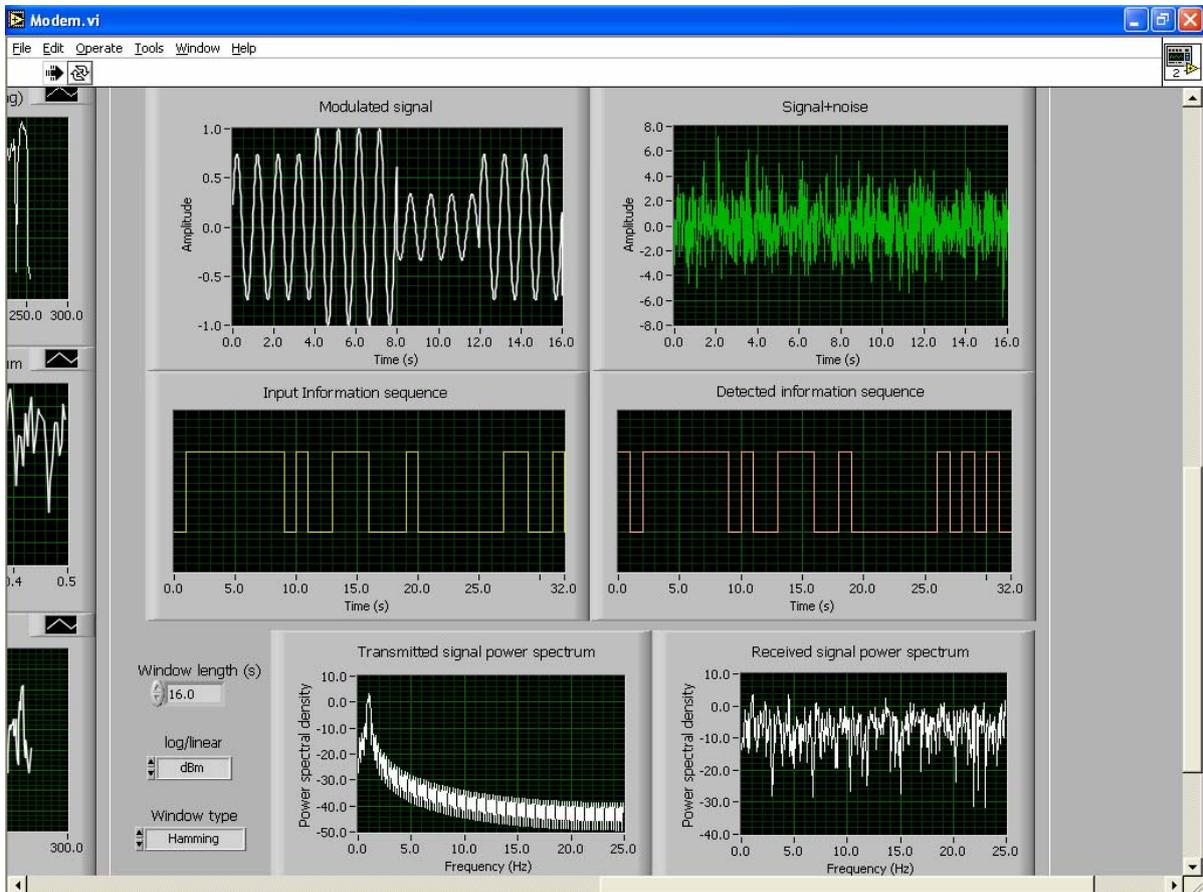


Рис. 31

В поле “Sample freq. (Hz)” можно вручную задать значение частоты дискретизации (в Гц) входного сигнала (как для *.wav, так и для *.dbl файлов).

Список “Source coding” предназначен для переключения типа кодирования: PCM — импульсно-кодовая модуляция (pulse code modulation, ИКМ), DPCM — дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (differential PCM, ДИКМ) и Delta — дельта-модуляция. Поле ввода “Number of predicting coefficients” устанавливает количество отводов предсказывающего фильтра (количество коэффициентов предсказания) для ДИКМ, а в поле “Predicting coefficients” вводятся значения коэффициентов предсказания. При нажатой кнопке “Evaluate optimal predicting coefficients” по автокорреляционной функции сигнала автоматически вычисляются оптимальные значения коэффициентов предсказания и копируются в поле “Predicting coefficients”. Блок “ADC parameters” (параметры АЦП) позволяет установить количество разрядов (поле “Number of binary digits”) и динамический диапазон (поля “Max value” и “Min value”) аналого-цифрового преобразователя. При этом индикаторы “Number of levels” и “Quantization step” показывают соответственно количество уровней квантования и размер шага квантования. Данный АЦП выполняет квантование с нулём на границе шага. Кнопка “Copy max & min values” позволяет установить динамический диапазон АЦП в соответствии с максимальным по модулю значением исходного сигнала. При нажатии на кнопку значение поля “Max absolute value” копируется в поле “Max value”, и со знаком минус — в поле “Min value”.

Кнопка в блоке “Compander” служит для включения в схему обработки компрессора и экспандера. Поле “Max absolute value” в блоке настроек компандера устанавливает динамический диапазон компандера (\pm Max absolute value), а поле “A” — значение параметра сжатия для A-закона. График в блоке компандера отображает нормированную функцию сжатия компрессора для заданного значения параметра сжатия A (красная линия) и для A = 1 (фиолетовая линия, равномерное квантование).

В блоке “Butterworth lowpass filter” (фильтр нижних частот Баттерворта) можно подключить цифровой ФНЧ к выходу декодера и настроить его параметры: частоту среза (в Гц по уровню 0,7) (Cutoff freq. (Hz)), порядок фильтра (Order) и масштаб вертикальной оси на графике амплитудно-частотной характеристики фильтра (Y mapping, линейный (Linear) или логарифмический в dB (dB)).

Блок “Spectrum analyzer parameters” предназначен для настройки параметров анализатора спектра: длины окна в секундах (window length (s)), типа окна (window type) и масштаба по вертикальной оси (Y mapping) на графиках спектральной плотности мощности (см. ниже).

Кнопка “START” запускает процесс обработки сигнала с установленными настройками. Кнопка “EXIT” служит для остановки работы виртуального прибора.

В случае выбора входного сигнала из файла типа *.wav входной и обработанный сигналы можно прослушать с помощью кнопок “Play input wave-file” и “Play output wave-file” соответственно.

Индикатор “Average error power (W)” показывает мощность сигнала ошибки (разности входного и выходного сигналов) в Вт, индикатор “Input signal/error signal ratio (dB)” — отношение мощности входного сигнала к мощности сигнала ошибки в дБ, а индикатор “Prediction gain” — значение выигрыша от предсказания.

На рис. 29 показаны графические окна блока кодера/декодера источника, в которых можно наблюдать формы сигналов и их спектры на различных стадиях обработки. Окно “Input signal (before compressing)” позволяет наблюдать осциллограмму входного сигнала кодера, взятого из файла, “Input signal (after compressing)” — осциллограмму сигнала после сжатия компрессором (если он включен), “Input signal power spectrum (after compressing)” — спектральную плотность мощности этого сигнала, “Autocorrelation of input signal (after compressing)” — автокорреляционную функцию сигнала на выходе компрессора или на входе кодера, если компрессор отключен. Окна “Quantized signal” и “Quantized signal power spectrum” показывают соответственно осциллограмму квантованного сигнала и его спектральную плотность мощности, а окна “Output signal” и “Output signal power spectrum” — осциллограмму и спектральную плотность мощности сигнала на выходе декодера. В окне “Error signal” можно наблюдать осциллограмму сигнала ошибки (разность между входным и выходным сигналами).

Блок полосовой модуляции/демодуляции (“Bandpass modulator/demodulator/detector”)

В блоке полосовой модуляции/демодуляции имеется своя кнопка для выбора файла-источника сигнала (кнопка “Open data file”, рис. 30), которая работает только в независимом режиме работы программы. Файлы-источники в данном блоке имеют расширение .dat и содержат битовую модулирующую последовательность.

Блок задания параметров генератора несущей (“GENERATOR”) имеет следующие настройки: “Sample rate (Hz)” — частота дискретизации несущей в Гц, “Carrier frequency (Hz)” — частота несущей в Гц, “Initial phase (deg.)” — её начальная фаза в градусах, “Carrier amplitude” — её амплитуда.

Поле ввода “Bit duration (s)” позволяет ввести длительность одного бита в секундах, а индикатор “Symbol duration (s)” показывает длительность символа в зависимости от установленной длительности бита и типа выбранной модуляции. Меню в виде вкладок “Modulation type” служит для выбора типа модуляции и настройки её параметров. Переключатель “Demodulation” на вкладках “BASK”, “BFSK” и “DBPSK” устанавливает способ демодуляции (когерентная или некогерентная); кнопка “Gray coding” на вкладке “16-PSK” включает кодирование Грея. На вкладке “BFSK” имеются два поля ввода для задания кодирующих частот.

В поле “Noise power (AWGN) (W)” вводится мощность аддитивного белого гауссовского шума в Вт.

Кнопка “START” служит для запуска процесса модуляции. Если программа работает в совместном режиме, то процесс полосовой модуляции/демодуляции запускается автоматически после того, как сигнал с кодера источника поступит на вход блока полосовой модуляции. Индикаторы “Modulation process” и “Demodulation/detection process” отображают ход процессов модуляции и демодуляции.

Индикатор “ E_b/N_0 (dB)” показывает среднее значение отношения энергии бита к уровню спектральной плотности мощности белого шума в дБ, а на индикаторе “Bit error rate” отображается количество битовых ошибок в %.

Графические окна отображают следующие сигналы и спектры (рис. 31): “Modulated signal” — модулированный полосовой сигнал, “Signal+noise” — сумму полосового сигнала и белого гауссовского шума, “Input Information sequence” — модулирующий сигнал (в формате NRZ), “Detected information sequence” — выходной демодулированный сигнал (также в формате NRZ), “Transmitted signal power spectrum” — спектральную плотность мощности полосового сигнала на выходе модулятора, “Received signal power spectrum” — спектральную плотность мощности полосового сигнала на входе демодулятора. Слева от окна “Transmitted signal power spectrum” находится блок настройки параметров анализатора спектра, аналогичный такому же блоку в блоке кодера/декодера источника.

Задания к лабораторной работе

1. Изучение методов кодирования источника. Все задания данного раздела выполняются в независимом режиме работы программы (переключатель “Mode” находится в положении “Independent”).

1.1. Изучение импульсно-кодовой модуляции (PCM).

1.1.1. На панели управления блоком кодирования/декодирования источника (“Source coder / decoder”) выберите один из файлов с сигналами типа *.dbl (кроме sin.dbl). С помощью списка “Source coding” включите режим импульсно-кодовой модуляции (“PCM”). Установите количество разрядов АЦП равным 3. Отключите компрессор и фильтр нижних частот. После нажатия кнопки “START” наблюдайте осциллограммы и спектры сигналов на разных стадиях обработки. Повторите наблюдение с включенным компрессором, а затем с включенным фильтром нижних частот, меняя его характеристики (порядок фильтра и частоту среза).

1.1.2. Отключите компрессор и ФНЧ. Используя показания индикатора отношения сигнал/шум для выходного сигнала (“Input signal / error signal ratio”), измерьте зависимость отношения шум/сигнал от количества разрядов АЦП. Постройте график.

1.1.3. Включите компрессор. Установите максимальное абсолютное значение сигнала для компрессора равным соответствующему значению обрабатываемого сигнала. Для 8-разрядного АЦП измерьте зависимость

выходного отношения сигнал/шум от параметра сжатия компрессора А (параметр А изменяйте в диапазоне от 1 до 100 с шагом 10).

1.1.4. Для синусоидального сигнала (файл sin.dbl), 8-разрядного АЦП с диапазоном ± 1.0 , параметра сжатия компрессора А = 87.56 и максимального абсолютного значения сигнала для компрессора 1.0 (ФНЧ отключен) измерьте зависимость выходного отношения сигнал/шум (в дБ) от уровня входного сигнала (уровень входного сигнала меняйте от -60 до 0 дБ с шагом 5 дБ). Повторите измерение при отключенном компрессоре. Постройте полученные зависимости на одном графике.

1.1.5. Выберите сигнал sound.wav. Сравните на слух качество исходного и обработанного звука (используя кнопку “Play input wave-file” для прослушивания необработанного звука и кнопку “Play output wave-file” — для прослушивания обработанного звука) в зависимости от структуры кодера (включение и отключение компрессора и ФНЧ) и параметров обработки сигнала (разрядность АЦП, параметры ФНЧ, параметр сжатия компрессора).

1.2. Изучение дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (DPCM).

1.2.1. Откройте один из файлов с сигналами типа *.dbl (кроме sin.dbl). Переключитесь в режим дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (“DPCM”). Включите автоматическое вычисление оптимальных значений коэффициентов предсказания, количество которых выберите равным 3. Установите количество разрядов АЦП равным 16. Отключите компрессор и фильтр нижних частот. После нажатия кнопки “START” по осциллограмме квантованного сигнала примерно установите его максимальное абсолютное значение, и в соответствии с ним выберите симметричный относительно нуля диапазон АЦП ($\pm \max |S_{\text{Quantized signal}}|$). Уменьшите разрядность АЦП до 4 и после повторного нажатия кнопки “START” наблюдайте осциллограммы и спектры сигналов на разных стадиях обработки. Запишите значение выходного отношения сигнал/шум.

1.2.2. Переключитесь в режим импульсно-кодовой модуляции (“PCM”), с помощью кнопки “Copy max & min values” установите диапазон АЦП в соответствии с максимальным абсолютным значением входного сигнала и, не меняя разрядности АЦП/ЦАП (= 4), измерьте значение выходного отношения сигнал/шум. Сравните его со значением, полученным в предыдущем пункте.

1.3. Изучение дельта-модуляции.

1.3.1. Откройте файл sound.wav. Включите дельта-модуляцию, отключите компрессор и ФНЧ. По показаниям индикатора выходного отношения сигнал/шум подберите оптимальный шаг квантования с помощью изменения симметричного диапазона АЦП/ЦАП. Запишите полученное значение отношения сигнал/шум. Изучите осциллограммы и спектры сигналов; для более детальной картины измените интервал значений по осям времени на осциллограммах входного и выходного сигналов и на осциллограмме квантованного сигнала, задав диапазон от 5000 до 5100 сек (при установленной частоте дискретизации 1 Гц), и поменяйте интерполяцию осциллограммы выходного сигнала на ступенчатую (для этого щёлкните левой кнопкой мыши по легенде графика выходного сигнала (находится в правом верхнем углу окна

графика), выберите пункт меню “Interpolation” и в выпавшем подменю выберите вторую по счёту картинку во втором ряду). Сравните формы входного, выходного и квантованного сигналов. Оцените качество обработанного звука, прослушав выходной сигнал.

1.3.2. Измените шаг квантования АЦП/ЦАП так, чтобы на осциллограмме выходного сигнала (в крупном масштабе) была видна перегрузка по крутизне при его сравнении с входным сигналом. Снова поменяйте режим интерполяции на линейный (первая картинка во втором ряду выпадающего подменю). Установите диапазон АЦП/ЦАП, максимизирующий выходное отношение сигнал/шум, включите ФНЧ и, меняя его параметры, попытайтесь добиться ещё большего увеличения отношения сигнал/шум. Сравните качество звука с применением ФНЧ и без него.

2. Изучение видов полосовой модуляции. Все задания данного раздела выполняются в независимом режиме работы программы (переключатель “Mode” находится в положении “Independent”).

2.1. В блоке “MODULATOR / DEMODULATOR / ДЕТЕКТОР” откройте файл data.mod и, не меняя первичных настроек, изучите по осциллограммам формы модулированных сигналов для различных видов модуляции, сопоставляя их с бинарной модулирующей последовательностью с учётом длительностей бита и символа. Обратите внимание на переходы между символами в модулированном сигнале. Если необходимо, поменяйте диапазон значений на временной оси у модулированного сигнала.

2.2. Для отношения энергии сигнала, приходящейся на один бит, к уровню спектральной плотности мощности белого гауссовского шума $E_b/N_0 = 0$ измерьте вероятность битовой ошибки для различных видов модуляций при когерентном и некогерентном обнаружении (для модуляции 16-PSK — с кодировкой Грея и без неё), усредняя результат по трём отдельным измерениям. Сравните полученные результаты с теоретическими.

2.3. Для модуляций BPSK и 16-PSK (с кодировкой Грея) измерьте зависимости битовой ошибки от отношения E_b/N_0 (в диапазоне от -8 до 3 дБ), усредняя результат в каждой точке по трём измерениям. Постройте полученные зависимости на одном графике с логарифмическим масштабом по шкале вероятности битовой ошибки.

Литература

1. Б. Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Дж. Прокис. Цифровая связь.: Пер с англ. / Под ред. Д.Д.Кловского. – М.: “Радио и связь”, 2000. – 800 с.: ил.
3. Радиотехнические системы передачи информации. / Под ред. В.В.Калмыкова – М.: “Радио и связь”, 1990. – 304 с.
4. К. Феер. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра.: Пер. с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. – М.: “Радио и связь”, 2000. – 520 с.: ил.
5. В. Столлингс. Беспроводные линии связи и сети.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 640 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КОДИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА И ПОЛОСОВОЙ МОДУЛЯЦИИ/ДЕМОДУЛЯЦИИ В СРЕДЕ LABVIEW

Составители: Дмитрий Николаевич **Ивлев**,
Сергей Владимирович **Панфилов**

Методические указания к лабораторной работе

Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования «Нижегородский государственный
университет им. Н.И. Лобачевского».
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23.

Подписано в печать *10.11.2005г.* Формат 60×84 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура Таймс.
Усл. печ. л. 2,0. Уч.-изд. л. 2,3.
Заказ № *1500*. Тираж 100 экз.

Отпечатано в типографии Нижегородского госуниверситета
им. Н.И. Лобачевского
603600, г. Нижний Новгород, ул. Большая Покровская, 37
Лицензия ПД № 18-0099 от 14.05.01