Полосовая модуляция (аналоговая или цифровая) — это процесс преобразования ин­формационного сигнала в синусоидальную волну; при цифровой модуляции синусои­да на интервале *Т* называется цифровым символом. Синусоиды могут отличаться по амплитуде, частоте и фазе. Таким образом, полосовую модуляцию можно определить как процесс варьирования амплитуды, частоты или фазы (или их комбинаций) радиочастотной несущей согласно передаваемой информации.

Задача детектора - максимально безошибочно угадать принятый сигнал, насколько это возможно при данном ухудшении качества сигнала в процессе передачи.

Типичные функции демодуляции и обнаружения цифрового приемника показаны на рисунке 2.

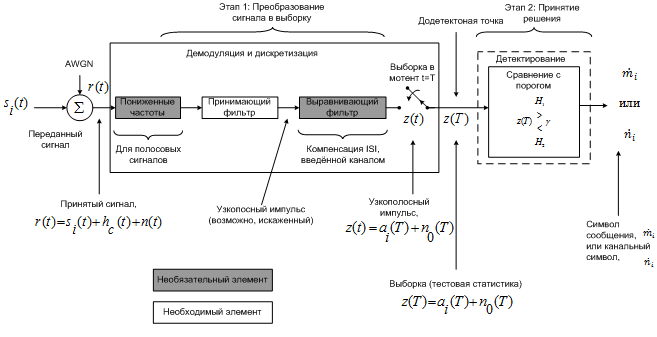


Рисунок 2 − Типичные функции демодуляции и обнаружения цифрового приемника

Из рисунка видно, что при отсутствии кодов коррекции ошибок на выход детектора поступают аппроксимации символов (или битов) сообщений (также называемые жестким решением). При использовании кодов коррекции ошибок на выход детектора поступают аппроксимации канальных символов (или кодированных битов) и имеющие вид жесткого или мягкого решения.

В блоке демодуляции и дискретизации изображен принимающий фильтр (по сути, демодулятор), выполняющий восстановление сигнала в качестве подготовки к следующему необходимому этапу - детектированию.

Фильтрация в передатчике и канале обычно приводит к искажению принятой последовательности импульсов, вызванному межсимвольной интерференцией, а значит, эти импульсы не совсем готовы к дискретизации и обнаружению. Задачей принимающего фильтра является восстановление узкополосного импульса с максимально возможным отношением сигнал/шум (signal-to-noise ratio - SNR) и без межсимвольной интерференции. Оптимальный принимающий фильтр, выполняющий такую задачу, называется согласованным (matched), или коррелятором (correlator).

Этап 1, преобразование сигнала в выборку, выполняется демодулятором и следующим за ним устройством дискретизации. В конце каждого интервала передачи символа *Т* на выход устройства дискретизации, додетекторную точку, поступает выборка , иногда называемая тестовой статистикой. Значение напряжения выборки  прямо пропорционально энергии принятого символа и обратно пропорционально шуму. На этапе 2 принимается решение относительно цифрового значения выборки (выполняется обнаружение).

Если для обнаружения сигналов приемник использует информацию о фазе несущей, процесс назы­вается *когерентным детектированием* (coherent detection); если подобная информация не ис­пользуется, процесс именуется *некогерентным детектированием* (no coherent detection). При идеальном когерентном детектировании приемник содержит прото­типы каждого возможного сигнала. Эти сигналы-прототипы дублируют алфавит передан­ных сигналов по всем параметрам, даже по радиочастотной фазе. В этом случае говорят, что приемник *автоматически подстраивается* под фазу входящего сигнала. В процессе де­модуляции приемник перемножает и интегрирует входящий сигнал с каждым прототипом (определяет корреляцию).

*Некогерентная демодуляция* относится к системам, использующим демодуляторы, спроектированные для работы без знания абсолютной величины фазы входящего сиг­нала; следовательно, определение фазы в этом случае не требуется. Таким образом, преимуществом некогерентных систем перед когерентными является простота, а не­достатком — большая вероятность ошибки.

**3.2.2. Согласованный фильтр**

Согласованный фильтр (matched filter) - это линейное устройство, спроектированное, чтобы давать на выходе максимально возможное для данного передаваемого сигнала отношение сигнал/шум. Предположим, что на вход линейного, инвариантного относительно времени (принимающего) фильтра, за которым следует устройство дискретизации (рис. 3.1), подается известный сигнал  плюс шум AWGN . В момент времени  сигнал на выходе устройства дискретизации  состоит из компонента сигнала , и компонента шума . Дисперсия шума на выходе (средняя мощность шума) записывается как , так что отношение мгновенной мощности шума к средней мощности шума, , в момент  вне устройства дискретизации на этапе 1 равно следующему.

 (3.45)

Максимальный выход  зависит от энергии входящего сигнала и спектральной плотности мощности шума, но не от конкретной формы сигнала.

Импульсная характеристика фильтра, дающего максимальное отношение сигнал/шум на выходе, является зеркальным отображением сигнала сообщения , запаздывающим на время передачи символа *Т*.

**3.2.3. Реализация корреляции в согласованном фильтре**

Основное свойство согласованного фильтра: импульсная характеристика такого фильтра - это зеркальное отображение сигнала с некоторой задержкой (относительно оси ). Следовательно, если сигнал равен , его зеркальное отображение равно , а зеркальное отображение, запаздывающее на *Т* секунд, - это . Выход  причинного фильтра во временной области можно описать как свертку принятого входного сигнала  с импульсной характеристикой фильтра.



Рисунок 3 − Коррелятор и согласованный фильтр: а) характеристика согласованного фильтра; б) сравнение выходов коррелятора и согласованного фильтра

Интеграл от произведения принятого сигнала  на копию переданного сигнала  на интервале передачи символа представляет собой корреляцию  с . Предположим, что принятый сигнал  коррелирует со всеми Сигналами-прототипами   и для этого используется набор из *М* корреляторов. Сигнал , корреляция которого (или интеграл от произведения) с  дает максимальное значение , - и есть сигнал, который согласуется с  лучше остальных. Далее это свойство корреляции мы будем использовать для оптимального обнаружения сигналов.

**3.2.3.1. Сравнение свертки и корреляции**

Работа согласованного фильтра описывается математической операцией свертки; сигнал сворачивается с импульсной характеристикой фильтра. Работа коррелятора описывается математической операцией корреляции; сигнал коррелирует с копией самого себя. Довольно часто термин «согласованный фильтр» используется как синоним термина «коррелятор». Как такое возможно, если математические операции различны? Напомним, что процесс свертки двух сигналов использует один из сигналов, обращенный во времени. Кроме того, импульсная характеристика согласованного фильтра определяется именно через сигнал, обращенный во времени. Следовательно, свертка в согласованном фильтре с обращенной во времени функцией дает еще одно обращение во времени, подавая на выход (в конце интервала передачи символа) то, что является корреляцией сигнала с собственной копией. Значит, принимающий фильтр, изображенный на рисунке 2, можно реализовать либо как согласованный фильтр, либо как коррелятор. Важно отметить, что выходы коррелятора и согласованного фильтра одинаковы только в момент времени . Для синусоидального входа выход коррелятора, , на промежутке  приблизительно описывается линейной функцией. В то же время выход согласованного фильтра приблизительно описывается синусоидой, амплитуда которой в том же промежутке времени модулирована линейной функцией. Поскольку при соизмеримых входах выходы согласованного фильтра и коррелятора идентичны в момент взятия выборки , функции согласованного фильтра и коррелятора, изображенные на рисунке 4, часто используются как взаимозаменяемые.



Рисунок 4 − Эквивалентность согласованного фильтра и коррелятора:

а) согласованный фильтр; б) коррелятор

**4.3.2. Корреляционный приемник**

В разделе 3.2 было рассмотрено обнаружение *узкополосных* двоичных сигналов в гауссовом шуме. Поскольку при обнаружении *полосовых* сигналов используются те же понятия, в данном разделе мы просто обобщим ключевые результаты. Основное внимание будет уделено реализации согласованного фильтра, известного как *коррелятор* (correlator). Помимо двоичного обнаружения будет рассмотрен бо­лее общий случай М-арного обнаружения. Предполагается, что сигнал искажается только вследствие шума AWGN. Принятый сигнал будем описывать как сумму переданного сигнала и случайного шума.

 (4.14)

При наличии подобного принятого сигнала процесс обнаружения, как показано на рис. 3.1, включает *два основных этапа.* На первом этапе принятый сигнал *r(t)* усекается до *одной случайной переменной z(T)* или до *набора случайных переменных zi(T) (i=1*,...,*М),* формируемых на выходе демодулятора и устройства дискретиза­ции в момент времени *t* = *Т,* где *Т —* длительность символа. На втором этапе на основе сравнения z(T) с порогом или согласно критерию максимума zi(T) прини­мается решение относительно значения cимвола. Вообще, этап 1 можно рассмат­ривать как преобразование сигнала в точку в пространстве решений. Эту точку, представляющую собой важнейшую контрольную точку в приемнике, можно на­звать *додетекторной* (predetection). Когда мы говорим о мощности принятого сиг­нала, мощности принятых шумов или отношении *еь/nq,* все эти величины всегда рассматриваются относительно додетекторной точки. Иногда такие параметры оп­ределяются относительно *входа приемника* или *принимающей антенны.* Но в по­добных случаях всегда подразумевается, что между выбранной и додетекторной точками не происходит снижения отношения сигнал/шум, или Eb/N0*.* В каждый момент передачи символа сигнал, доступный в додетекторной точке, является вы­боркой узкополосного импульса. На данный момент битового значения у нас еще нет. Стоит ли удивляться, что отношение энергии бита к *N0 определено* там, где еще не существует бита? В действительности, нет, поскольку данная точка явля­ется удобной контрольной точкой, где узкополосный импульс — даже до приня­тия решения на битовом уровне — может давать *эффективное* представление би­тов. Этап 2 можно рассматривать как определение того, *в какой области решений* расположена данная точка. Для оптимизации детектора (в смысле минимизации вероятности ошибки) необходимо оптимизировать преобразование сигнала в слу­чайную переменную с использованием согласованных фильтров или корреляторов на этапе 1 и оптимизировать критерий принятия решения на этапе 2.

Согласованный фильтр обеспечивает максимальное отношение сигнал/шум на выходе фильтра в момент *t = Т.* Как одна из реализаций согласованного фильтра описывался коррелятор. Теперь мы можем опре­делить *корреляционный приемник* (correlation receiver), состоящий, как показано на рисунке 5, *а,* из *М* корреляторов, выполняющих преобразование принятого сигнала *r(t)* в последовательность *М* чисел или выходов коррелятора, zi(T) (i=1,...,*М).* Каждый вы­ход коррелятора описывается следующим интегралом произведения или корреляцией с принятым сигналом.

 (4.15)



а)



б)

Рисунок 5 − Корреляционный приемник: а) корреляционный приемник с опорными сигналами ; б) корреляционный приемник с опорными сигналами 

Глагол "коррелировать" означает "совпадать", "согласовываться". Корреляторы пытаются найти соответствие принятого сигнала r(t) с каждым возможным сигналом-прототипом *si(t),* известным приемнику априори. Разумное правило принятия реше­ния звучит так: выбирать сигнал *si(t), лучше всего согласующийся,* (или *имеющий наи­большую корреляцию)* с r(t). Другими словами, правило принятия решения выглядит следующим образом.

Выбрать сигнал si(t), индекс которого

Соответствует максимальной zi(T) (4.16)

Следуя формуле (3.10), любой набор сигналов можно выразить через определенный набор базисных функций *.* Таким образом, группу из *М* корреляторов, изображенную на рис. 4.7, *а,* можно заменить группой из *N* корреляторов, показанной на рис. 4.7, *б,* где в качестве *опорных сигналов* используется на­бор базисных функций . Для принятия решения с помощью указанных корреляторов необходима логическая схема выбора сигнала si(t) Выбор производится на основе опреде­ления наилучшего согласования коэффициентов aij, фигурирующих в формуле (3.10), с на­бором выходов {zj(T)}. Если набор сигналов-прототипов {s,{t)}формирует ортогональное множество, реализация приемника, показанная на рис. 4.7, *а,* идентична реализации, по­казанной на рис. 4.7, *б* (могут отличаться масштабом). Если же {si(t)} *не является* ортого­нальным множеством, приемник (рис. 4.7, *б),* использующий *N* корреляторов с опорными сигналами  вместо *М,* представляет более рентабельную реализацию. В разделе 4.4.3 мы рассмотрим применение подобного устройства для обнаружения сигнала в модуляции MPSK (multiple phase shift keying — многофазная манипуляция).

В случае *двоичного обнаружения* корреляционный приемник, как показано на рис. 4.8, *а,* можно построить как согласованный фильтр или интегратор произведений с опорным сигналом, равным разности двоичных сигналов-прототипов *.* Вы­ход коррелятора z(T) используется непосредственно в процессе принятия решения.



а)



б)

Рис. 4.8. Двоичный корреляционный приемник: а) использование одного коррелятора; б) применение двух корреляторов

При двоичном обнаружении корреляционный приемник можно изобразить как два согласованных фильтра или интегратора произведений, один из которых согласовывается с s1(t), а второй — с s2(t)(рис. 4.8, *б).* На этапе принятия решения теперь может использо­ваться правило, приведенное в формуле (6.16), или же из выхода одного коррелятора мож­но вычесть выход другого и на этапе принятия решения использовать разность

, (4.17)

как показано на рис. 4.8, *б.* Здесь *z(T),* называемое *тестовой статистикой* (test statistic), подается в схему принятия решения, как и в случае только одного корреля­тора. В *отсутствие шума* на выходе мы получаем z(7) = аi(T), где a*i(T) —* сигнальный компонент. Входной шум и(7) при этом является случайным гауссовым процессом. Поскольку коррелятор — это *линейное* устройство, выходной шум является случайным гауссовым процессом [2]. Таким образом, можно записать выражение с выхода корре­лятора в момент взятия выборки *t* = *Т:*



где *п0(Т) —* компонент шума. Для сокращения записи мы иногда будем выражать *z(t)* как а, + n0. Компонент шума *п0 —* это *гауссова случайная переменная* с нулевым сред­ним; следовательно, *z(T) —* это гауссова случайная переменная со средним a1 или *а2* в зависимости от того, была передана двоичная единица или двоичный нуль.

**4.4. Когерентное обнаружение**

**4.4.1. Когерентное обнаружение сигналов PSK**

На рис. 4.7 показан детектор, который может использоваться для когерентного обна­ружения любого цифрового сигнала. Подобный корреляционный детектор часто на­зывается *детектором, работающим по критерию максимального правдоподобия* (maximum likelihood detector). Рассмотрим следующую бинарную модуляцию PSK (BPSK). Пусть

 (4.21,а)

 (4.21,б)

*n(t)* — случайный белый гауссов процесс с нулевым средним.

Здесь фазовый член φ — произвольная константа, которую мы для удобства положим равной нулю. Параметр *Е* — это энергия сигнала, приходящаяся на символ, *а Т* — дли­тельность символа. Для данного антиподного случая требуется единственная базисная функция. Используя формулы (3.10) и (3.11) и предполагая пространство ортонормированным (т.е. *Kj=* 1), базисную функцию  можно выразить следующим образом.

 (4.22)

Следовательно, переданный сигнал *si(t)* можно выразить через функцию  и коэф­фициенты .

 (4.23,а)

 (4.23,б)

 (4.23,в)

Предположим, что был передан сигнал s1(t). Тогда математические ожидания на выхо­дах интеграторов произведений, изображенных на рис. 4.7, *б,* при опорном сигнале  имеют следующий вид.

 (4.24,а)

 (4.24,б)

 (4.25,а)

 (4.25,б)

Здесь  обозначает среднее по ансамблю, так называемое *математическое ожида­ние* (expected value). В уравнении (4.25) *E{n(t)}* = 0. На этапе принятия решения, путем определения местоположения переданного сигнала в сигнальном пространстве, необходимо определить значение данного сигнала. В приведенном примере, где в качестве базисной функции была взята , значения  равны .Сигналы-прототипы  аналогичны опорным сигналам , с точностью до нормирующего множителя. На этапе принятия решения выбирается сигнал с боль­шим значением zi(T). Следовательно, в приведенном выше примере принятый сигнал определен как *s1(t).* Вероятность ошибки при подобном когерентном обнаружении сигналов BPSK рассмотрена в разделе 4.7.1.

**4.4.2. Цифровой согласованный фильтр**

В разделе 3.2.2 рассматривалась основная особенность согласованного фильтра — то, что его импульсная характеристика представляет собой запаздывающую версию зер­кального отображения (поворота относительно оси *t =* 0) входного сигнала. Таким об­разом, если сигнал равен *s(t),* его зеркальное отображение имеет вид *s(-t),* а зеркальное отображение, запаздывающее на *Т* секунд, имеет вид *s(T-t).* Следовательно, импульсная характеристика *h(t),* соответствующая сигналу *s(t),* будет равна следующему.

 (4.26)

На рис. 4.7 и 4.8 представлена основная функция коррелятора — интегрирование произведения принятого зашумленного сигнала с каждым опорным сигналом и определение наилучшего соответствия. Схемы, показанные на этих рисунках, подразуме­вают использование аналоговой аппаратуры (умножителей и интеграторов) и непре­рывных сигналов. На них не отражена возможность реализации коррелятора или со­гласованного фильтра (matched filter — MF) с использованием цифровых технологий и дискретных сигналов. Пример подобной реализации приведен на рис. 4.10, где по­казан согласованный фильтр, использующий цифровую аппаратуру. Входной сигнал *r(t)* состоит из сигнала-прототипа *s,(t)* и шума *n(i);* ширина полосы сигнала *W= 1/2T,* где *Т —* длительность передачи символа. Таким образом, минимальная частота дис­кретизации по Найквисту равна fs = 2*W= 1/T,* а время взятия выборки *(Ts)* должно быть не больше времени передачи символа. Другими словами, на символ должно прихо­диться не менее одной выборки. В реальных системах подобная дискретизация произ­водится с частотой, в 4 или более раз превышающей минимальную частоту Найквиста. Платой за это является не увеличение полосы передачи, а увеличение быстродей­ствия процессора. В моменты *t = kTs* выборки (как показано на рис. 4.10, а) сдвигаются в регистре, так что более ранние из них располагаются правее. При дис­кретизации (взятии выборки) полученного сигнала непрерывное время *t* заменяется дискретным *kTs* или просто *k,* что дает право использовать дискретную запись.



Здесь индекс i определяет символ из М-арного набора (в нашем случае — двоичного), a *k* — дискретное время. На рис. 4.10 согласованный фильтр аппроксимируется реги­стром сдвига с весовыми коэффициентами с/(п), где *п=*0,...,*N-*1 — временной ин­декс весовых коэффициентов и разрядов регистра. В приведенном примере число раз­рядов регистра и количество выборок на символ равны 4. Итак, суммирование, пока­занное на рисунке, происходит в моменты времени от n = 0 до n = 3. Из расположения сумматора на схеме понятно что решение относительно значения принятого сигнала принимается после *заполнения* регистра 4 выборками. Отметим, что для простоты в примере на рис. 4.10, *б* выборки *si(k)* могут принимать только три значения (0, ±1). В реальных системах каждая выборка (и весовой коэффициент) — это 6-10 бит. Множе­ству весовых коэффициентов фильтра *{ci(n)}* соответствует импульсная характеристика фильтра; согласование весовых коэффициентов с выборками сигнала производится согласно дискретному варианту уравнения (4.26).

 (4.27)

Использование дискретной формы *интеграла свертки* из уравнения (А.44,6) позволяет записать выражение с выхода коррелятора в момент времени, соответствующий *k-й.* выборке.

 (4.28)



а)

б)

Рис. 4.10. Цифровой согласованный фильтр: а) дискретный согласованный фильтр; б) пример обнаружения с использованием дискретного согласованного фильтра (шумом пренебрегаем)

Здесь *х* по модулю *у —* это остаток деления *х* на *у,* индекс *k —* время принятия выбо­рок и выхода фильтра, an — фиктивная переменная времени. В формуле (4.28) выра­жение *r(k-n)* содержит *п,* которое можно рассматривать как "возраст" выборки (как давно она находится в фильтре). В выражении *сi(п)* л удобно рассматривать как адрес весового коэффициента. Предполагается, что система синхронизирована и упорядоче­ние символов во времени известно. Также предполагается, что шум имеет нулевое среднее, так что математическое ожидание принятой выборки равно следующему.



Следовательно, при передаче *si(t)* математическое ожидание выхода согласованного фильтра равно следующему.

 (4.29)

На рис. 4.10, *б,* где сигналы-прототипы изображены как функции времени, видим, что крайняя слева выборка (амплитуда, равная +1) графика *s1(t)* представляет выборку в момент времени *k = 0.* Предполагая, что передан был сигнал s1(t) и для упрощения записи мы пренебрегли шумом, можем записать принятую выборку *r(k)* как *s1(k).* Выборки заполняют разряды согласованного фильтра, и в конце каждого периода передачи символа в крайнем правом разряде каждого регистра расположена выборка *k*=0. Отметим, что в формулах (4.28) и (4.29) временные индексы *п* эталонных весовых ко­эффициентов расположены в порядке, обратном к временному индексу *k - п* выборок, что является ключевой особенностью интеграла свертки. То, что наиболее ранняя вы­борка теперь соответствует крайнему справа весовому коэффициенту, обеспечивает значащую корреляцию. Даже если действия согласованного фильтра мы математиче­ски опишем как *свертку* сигнала с импульсной характеристикой фильтра, конечный результат будет *корреляцией* сигнала с копией самого себя. По этой причине корреля­тор можно реализовать как согласованный фильтр.

На рис. 4.10, *б* обнаружение, происходящее после выхода сигнала с согласованного фильтра, осуществляется обычным образом. Для принятия двоичного решения выхо­ды z/(£) изучаются при каждом значении *k=N-l,* соответствующем концу символа. При условии передачи *st(t)* и пренебрежении шумом, уравнения (4.27)-(4.29) можно объединить и записать выходы коррелятора в моменты времени *k =*

*= N -*1=3.

 (4.30,а)

 (4.30,б)

Поскольку z1 (k = 3) больше z2(k = 3), детектор принимает решение, что передан был символ s1(t).

Может возникнуть вопрос: *чем согласованный фильтр на рис. 4.10, б отличается от коррелятора на рис. 4.8.* В случае согласованного фильтра в ответ на каждую новую вы­борку на входе появляется новое значение на выходе; следовательно, выход представляет собой временной ряд, такой как на рис. 3.7, *б* (последовательность возрастающих поло­жительных и отрицательных корреляций с входной синусоидой). Подобную последова­тельность на выходе согласованного фильтра можно получить при использовании не­скольких корреляторов, работающих на разных начальных точках входящего временного ряда. Отметим, что за время передачи символа на выходе коррелятора получаем макси­мальное значение сигнала в момент времени *Т* (см. рис. 3.7, *б).* Если синхронизировать согласованный фильтр и коррелятор, их выходы в конце периода передачи символа будут идентичными. Важным отличием между согласованным фильтром и коррелятором является то, что поскольку на выходе коррелятора получаем одно значение на символ, он должен использовать дополнительную информацию, например, относительно момен­тов начала и завершения интегрирования произведения. При наличии ошибок синхро­низации дискретный сигнал, подаваемый с коррелятора на детектор, может быть сильно искажен. С другой стороны, поскольку на выходе согласованного фильтра получаем *временной ряд* выходных значений (отражающих смещенные во времени входящие выбор­ки, умноженные на фиксированные весовые коэффициенты), использование дополни­тельной схемы позволяет определить моменты, наиболее подходящие для дискретизации выхода согласованного фильтра.

**4.4.3. Когерентное обнаружение сигналов MPSK**

На рис. 4.11 показан вид сигнального пространства для набора сигналов в модуляции MPSK (multiple phase-shift keying — многофазная манипуляция); на рисунке представ­лена четырехуровневая *(М* = 4) фазовая манипуляция, или двукратная фазовая мани­пуляция (quadriphase shift keying — QPSK). Двоичные цифры в передатчике группируются по две, и в каждом интервале передачи символов две последовательные цифры определяют, какой из четырех возможных сигналов произведет модулятор. Для ти­пичных когерентных М-уровневых систем PSK (MPSK) сигнал si(t) можно выразить следующим образом.

 (4.31)

Здесь *Е —* энергия, полученная сигналом за время передачи символа *Т,* а ω0 — несу­щая частота. Предполагая пространство ортонормированным и используя форму­лы (3.10) и (3.11), можно выбрать следующие удобные оси.

 (4.32,а)

и

 (4.32,б)

Здесь, как и в разделе 4.4.1, амплитуда  нормирует ожидаемый выход детектора.



Рис. 4.11. Сигнальное пространство и области решений для системы QPSK

Запишем сигнал si(t) через выбранные ортонормированные координаты.

 (4.33,а)

 (4.33,б)

Отметим, что формула (4.33) выражает набор *М* многофазных сигналов (в общем случае не ортогональный) всего через два ортогональных несущих компонента. Слу­чай *М = 4* (QPSK) является уникальным среди множества сигналов MPSK в том смыс­ле, что сигналы QPSK представляются комбинацией антиподных и ортогональных членов. Границы областей решений разбивают сигнальное пространство на M=4 об­ласти; процедура разбития подобна описанной в разделе 4.3.1 и изображенной на рис. 4.6 для *М* = 2. Правило принятия решения для детектора (рис. 4.11) звучит сле­дующим образом: если вектор принятого сигнала попадает в область 1 — отнести его к *s1(t);* если вектор принятого сигнала попадает в область 2 — выбрать сигнал *s2(t)* и т.д. Другими словами, правило принятия решения заключается в выборе i-го сигнала, если *zi(T)* является наибольшим из выходов корреляторов (см. рис. 4.7).



Рис. 4.12. Демодулятор сигналов MPSK

Структура коррелятора, изображенного на рис. 4.7, *а,* подразумевает использование для демодуляции сигналов MPSK *M* корреляторов произведений. Также предполагается, что для каждой из M ветвей был соответствующим образом выбран опорный сигнал (т.е. сиг­нал, имеющий требуемый сдвиг фаз). Стоит отметить, что на практике реализация демоду­лятора MPSK, согласно схеме на рис. 4.7, *б,* требует всего *N=2* интеграторов произведе­ний, вне зависимости от размера множества сигналов *М.* Такая экономия позволительна вследствие того, что, как показано в разделе 3.1.3, любой произвольный интегрируемый набор сигналов можно выразить в виде линейной комбинации ортогональных сигналов. Пример подобного демодулятора приведен на рис. 4.12. Объединив формулы (4.32) и (4.33), можно записать принятый сигнал *r(t)* следующим образом.

 (4.34)

Здесь *,* a *n(t) —* гауссов процесс шума с нулевым средним. Отметим, что на рис. 4.12 изображены только два опорных сигнала (или две базисные функции) —

 *для* верхнего коррелятора и  для нижнего. Верхний коррелятор вычисляет функцию

 (4.35)

а нижний — функцию

 (4.36)

На рис. 4.13 показано, что определение фазы принятого сигнала  производится путем вычисления арктангенса *Y/X,* где *X —* синфазный, Y — квадратурный компонент приня­того сигнала, а  — зашумленная оценка переданной фазы . Другими словами, с верхнего коррелятора (рис. 4.12) поступает на выход *X,* значение синфазной проекции вектора r, а с нижнего — Y, значение квадратурной проекции вектора r, где r — вектор­ное представление *r(t).* Сигналы X и Y с корреляторов поступают в блок "arctg *(Y/X)".* Полученное значение фазы  сравнивается с каждой фазой-прототипом . Далее демодулятор выбирает фазу  ближайшую к . Другими словами, демодулятор вычисляет | -  | для каждого прототипа  и выбирает , дающую наименьший выход.





Рис. 4.13. Синфазный и квадратурный компоненты вектора принятого сигнала r

**4.5. Некогерентное обнаружение**

**4.5.1. Обнаружение сигналов в дифференциальной модуляции PSK**

Название *дифференциальная фазовая манипуляция* (differential phase-shift keying — DPSK) иногда требует некоторого пояснения, поскольку со словом "дифференциальный" связано два различных аспекта процесса модуляции/демодуляции: процедура кодирования и про­цедура обнаружения. Термин "дифференциальное кодирование" употребляется тогда, ко­гда кодировка двоичных символов определяется не их значением (т.е. нуль или единица), а тем, совпадает ли символ с предыдущим или отличается от него. Термин "дифференциальное когерентное обнаружение" сигналов в дифференциальной модуляции PSK (именно в этом значении обычно используется название DPSK) связан со схемой обнаружения, ко­торая зачастую относится к некогерентным схемам, поскольку не требует согласования по фазе с принятой несущей. Стоит отметить, что дифференциально кодированные сиг­налы PSK иногда обнаруживаются *когерентно.* Эта возможность будет рассмотрена в разделе 4.7.2.

В некогерентных системах не предпринимаются попытки определить действитель­ное значение фазы поступающего сигнала. Следовательно, если переданный сигнал имеет вид



то принятый сигнал можно описать следующим образом.

 (4.41)

Здесь α — произвольная константа, обычно предполагаемая случайной переменной, равномерно распределенной между нулем и 2π, a *n(t) —* процесс AWGN.

Для когерентного обнаружения используются согласованные фильтры (или их эквива­ленты); для некогерентного обнаружения подобное невозможно, поскольку в этом случае выход согласованного фильтра будет зависеть от неизвестного угла а. Но если предполо­жить, что а меняется медленно относительно интервала в два периода (2T), то разность фаз между двумя последовательными сигналами  и не будет зависеть от α.

 (4.42)

Основа дифференциального когерентного обнаружения сигналов в дифференциаль­ной модуляции PSK (DPSK) состоит в следующем. В процессе демодуляции в качест­ве опорной фазы может применяться фаза несущей предыдущего интервала передачи символа. Ее 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,.... *М)* фаза текущего сигнала должна быть смещена на  радиан относительно фазы предыдущего сигнала. Вообще, детектор вычисляет координаты поступающего сигнала путем определения его корреляции с локально генерируемыми сигналами  и . Затем, как показано на рис. 4.16, детектор измеряет угол

между вектором текущего принятого сигнала и вектором предыдущего сигнала.

Вообще, схема DPSK менее эффективна, чем PSK, поскольку в первом случае, вследствие корреляции между сигналами, ошибки имеют тенденцию к распространению (на соседние времена передачи символов). Стоит помнить, что схемы PSK и DPSK отличаются тем, что в первом случае сравнивается принятый сигнал с идеаль­ным опорным, а во втором — два зашумленных сигнала. Отметим, что модуляция DPSK дает вдвое больший шум, чем модуляция PSK. Следовательно, при использова­нии DPSK следует ожидать вдвое (на 3 дБ) большей вероятности ошибки, чем в слу­чае PSK; ухудшение качества передачи происходит довольно быстро с уменьшением отношения сигнал/шум (вопрос достоверности передачи при использовании модуля­ции DPSK рассмотрен в разделе 4.7.5). Преимуществом схемы DPSK можно назвать меньшую сложность системы.



Рис. 4.16. Сигнальное пространство для схемы DPSK

**4.5.3. Некогерентное обнаружение сигналов FSK**

Детектор, выполняющий *некогерентное* обнаружение сигналов в модуляции FSK, описы­ваемых уравнением (4.8), можно реализовать с помощью корреляторов, подобных пока­занным на рис. 4.7. При этом оборудование приема следует настроить как *детектор энер­гии* без измерения фазы. По этой причине некогерентный детектор обычно требует вдвое большего числа ветвей-каналов, чем когерентный. На рис. 4.18 показаны синфазный *(I)* и квадратурный (Q) каналы, используемые для некогерентного обнаружения набора сигна­лов в бинарной модуляции FSK (BFSK). Отметим, что две верхние ветви настроены на обнаружение сигнала с частотой  для синфазной ветви опорный сигнал имеет вид , а для квадратурной — . Подобным образом две нижние ветви настроены на обнаружение сигнала с частотой ; для синфазной ветви опорный сигнал имеет вид , а для квадратурной — . Предположим, что принятый сигнал r(t) имеет вид точно *,* т.е. фаза точно равна нулю. Следовательно, сиг­нальный компонент принятого сигнала точно соответствует (по частоте и фазе) опорному сигналу верхней ветви. В такой ситуации максимальный выход должен дать интегратор произведений верхней ветви. Вторая ветвь должна дать нулевой выход (проинтегрированный шум с нулевым средним), поскольку ее опорный сигнал  ортогонален сигнальному компоненту сигнала *r(t).* При ортогональной пере­даче сигналов (см. раздел 4.5.4) третья и четвертая ветви также должны дать выходы по­рядка нуля, поскольку их опорные сигналы также ортогональны сигнальному компоненту сигнала r(t).

Рис. 4.18. Квадратурный приемник

Рассмотрим теперь другую возможность. Пусть принятый сигнал r(t) имеет вид *.* В этом случае максимальный выход должна дать вторая ветвь схемы (рис. 4.18), а выходы других ветвей должны быть порядка нуля. В реальной системе сиг­нал r(t) скорее всего описывается выражением , т.е. входящий сигнал будет частично коррелировать с опорным сигналом  и частично — с сигналом . Поэтому некогерентный квадратурный приемник ортогональных сигналов и тре­бует синфазной и квадратурной ветви для каждого возможного сигнала набора. Блоки, показанные на рис. 4.18 после интеграторов произведений, выполняют операцию возведения в квадрат, что предотвращает появление возможных отрицательных значений. За­тем для каждого класса сигналов набора (в бинарном случае — для двух) складываются величины  из синфазного канала и  из квадратурного канала. На конечном этапе формируется тестовая статистика *z(T)* и выбирается сигнал с частотой , или , в зави­симости от того, какая пара детекторов энергии дала максимальный выход.

Существует еще одна возможная реализация некогерентного обнаружения сигналов FSK. В этом случае используются полосовые фильтры, центрированные на частоте  с полосой *,* за которыми, как показано на рис. 4.19, следуют *детекторы огибающей* (envelope detector). Детектор огибающей состоит из выпрямителя и фильтра нижних частот. Детекторы согласовываются с *огибающими сигнала,* а не с самими сигна­лами. При определении огибающей фаза несущей не имеет значения. При бинарной FSK решение относительно значения переданного символа принимается путем опреде­ления, какой из двух детекторов огибающей дает большую амплитуду на момент изме­рения. Подобным образом для системы, использующей многочастотную фазовую мани­пуляцию (multiple frequency shift-keying — MFSK), решение относительно принадлежно­сти переданного символа к одному из *М* возможных принимается путем определения, какой из *М* детекторов огибающей дает максимальный выход.



Рис. 4.19. Некогерентное обнаружение сигналов FSK с использованием детекторов огибающей

Детектор огибающей, изображенный на блочной диаграмме рис. 4.19, кажется проще квадратурного приемника, показанного на рис. 4.18, но не стоит забывать, что использование (аналоговых) фильтров обычно приводит к большей массе и стоимости детекторов огибающей по сравнению с квадратурным приемником. Поскольку квад­ратурные приемники могут реализовываться цифровым образом, с появлением больших интегральных схем их использование в качестве некогерентных детекторов стало предпочтительнее. Детектор, показанный на рис. 4.19, может реализовываться цифровым образом, использование аналоговых фильтров заменяется выполнением дискретного преобразования Фурье. Подобная структура обычно сложнее цифровой реализа­ции квадратурного приемника.