

При низкочастотной передаче принимаемые сигналы уже имеют форму импульсов. Может возникнуть вопрос, зачем же тогда для восстановления импульсных сигналов нужен демодулятор? Ответ связан с тем, что форма принимаемых импульсов, как правило, отличается от идеальной, когда длительность каждого импульса точно равна длительности одного символа. Фильтрация в передатчике и канале обычно приводит к тому, что принятая последовательность импульсов искажается межсимвольной интерференцией (intersymbol interference — ISI) и появляется в виде аморфного “смазанного” сигнала, не совсем готового к дискретизации и детектированию. Задачей демодулятора (принимающего фильтра) является восстановление исходного импульса с максимально возможным отношением сигнал/шум без какой-либо межсимвольной интерференции. Для достижения этого используется метод выравнивания (equalization), рассмотренный в данной главе. Стоит отметить, что не для всех типов каналов связи процесс выравнивания является обязательным. Но все же нужно заметить, что выравнивание включает в себя набор специальных методов обработки сигнала, позволяющих компенсировать введенную каналом интерференцию, поэтому этот этап является важным для всех систем.

Полосовая модель процесса детектирования, описанная в главе 4, практически идентична низкочастотной модели, рассмотренной в данной главе. Дело в том, что принятый полосовой сигнал вначале преобразуется в низкочастотный, после чего наступает этап финального детектирования. Для линейных систем математические методы детектирования не зависят от смещения частоты. Фактически *теорему эквивалентности* можно определить следующим образом: выполнение полосовой линейной обработки сигнала с последующим переносом частоты сигнала (превращением полосового сигнала в низкочастотный) дает те же результаты, что и перенос частоты сигнала с последующей низкочастотной линейной обработкой сигнала. Термин “перенос частоты сигнала” (heterodyning) обозначает *преобразование* частоты или процесс *смешивания*, вызывающий смещение спектра сигнала. Как следствие теоремы эквивалентности, любая линейная модель обработки сигналов может использоваться на низкочастотных сигналах (что предпочтительнее с точки зрения простоты) с теми же результатами, что и на полосовых сигналах. Это означает, что производительность большинства цифровых систем связи часто можно описать и проанализировать, считая канал передачи низкочастотным.

3.1. Сигналы и шум

3.1.1. Рост вероятности ошибки в системах связи

Задача детектора — максимально безошибочно распознать принятый сигнал, насколько это возможно при данном ухудшении качества сигнала в процессе передачи. Существует две причины роста вероятности ошибки. Первая — это последствия фильтрации в передатчике, канале и приемнике, рассмотренные в разделе 3.3. В этом разделе показано, что неидеальная передаточная функция системы приводит к “размыванию” символов, или *межсимвольной интерференции* (intersymbol interference — ISI).

Вторая причина роста вероятности ошибки — электрические помехи, порождаемые различными источниками, такими как галактика и атмосфера, импульсные помехи, комбинационные помехи, а также интерференция с сигналами от других источников. (Этот вопрос подробно рассмотрен в главе 5.) При надлежащих мерах предосторожности можно устранить большую часть помех и уменьшить последствия интерференции.

В то же время существуют помехи, устранить которые нельзя; это — помехи, вызываемые тепловым движением электронов в любой проводящей среде. Это движение порождает в усилителях и каналах связи *тепловой шум*, который аддитивно накладывается на сигнал. Использование квантовой механики позволило разработать хорошо известную статистику теплового шума [1].

Основная статистическая характеристика теплового шума заключается в том, что его амплитуды распределены по нормальному или гауссову закону распределения, рассмотренному в разделе 1.5.5 (рис. 1.7). На этом рисунке показано, что наиболее вероятные амплитуды шума — амплитуды с небольшими положительными или отрицательными значениями. Теоретически шум может быть бесконечно большим, но на практике очень большие амплитуды шума крайне редки. Основная спектральная характеристика теплового шума в системе связи заключается в том, что его двусторонняя спектральная плотность мощности $G_n(f) = N_0/2$ является одинаковой для всех частот, представляющих практический интерес. Другими словами, в тепловом шуме в среднем на низкочастотные флуктуации приходится столько же мощности на герц, сколько и на высокочастотные флуктуации — вплоть до частоты порядка 10^{12} герц. Если мощность шума характеризуется постоянной спектральной плотностью мощности, шум называется *белым*. Поскольку тепловой шум присутствует во всех системах связи и для многих систем является доминирующим источником помех, характеристики теплового шума¹ часто используются для моделирования шума при детектировании и проектировании приемников. Всякий раз, когда канал связи определен как канал AWGN (при отсутствии указаний на другие параметры, ухудшающие качество передачи), мы, по сути, говорим, что ухудшение качества сигнала связано исключительно с неустраняемым тепловым шумом.

3.1.2. Демодуляция и детектирование

В течение данного интервала передачи сигнала, T , бинарная низкочастотная система передает один из двух возможных сигналов, обозначаемых как $g_1(t)$ и $g_2(t)$. Подобным образом бинарная полосовая система передает один из двух возможных сигналов, обозначаемых как $s_1(t)$ и $s_2(t)$. Поскольку общая трактовка демодуляции и детектирование, по сути, совпадает для низкочастотных и полосовых систем, будем использовать запись $s_i(t)$ для обозначения передаваемого сигнала, вне зависимости от того, является система низкочастотной или полосовой. Это позволяет совместить многие аспекты демодуляции/детектирования в низкочастотных системах, рассмотренные в данной главе, с соответствующими описаниями для полосовых систем, рассмотренных в главе 4. Итак, для любого канала двоичный сигнал, переданный в течение интервала $(0, T)$, представляется следующим образом:

$$s_i(t) = \begin{cases} s_1(t) & 0 \leq t \leq T \text{ для символа } 1 \\ s_2(t) & 0 \leq t \leq T \text{ для символа } 0 \end{cases}$$

Принятый сигнал $r(t)$ искажается вследствие воздействия шума $n(t)$ и, возможно, неидеальной импульсной характеристики канала $h_c(t)$ (1.1) и описывается следующей формулой:

$$r(t) = s_i(t) * h_c(t) + n(t). \quad (3.1)$$

¹Эти характеристики (аддитивный, белый, гауссов) определили принятое название шума — AWGN (additive white Gaussian noise).

В нашем случае $n(t)$ предполагается процессом AWGN с нулевым средним, а знак “*” обозначает операцию свертки. Для бинарной передачи по идеальному, свободному от искажений каналу, где свертка с функцией $h_c(t)$ не ухудшает качество сигнала (поскольку для идеального случая $h_c(t)$ — импульсная функция), вид $r(t)$ можно упростить:

$$r(t) = s_i(t) + n(t) \quad i = 1, 2, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3.2)$$

Типичные функции демодуляции и детектирования цифрового приемника показаны на рис. 3.1. Некоторые авторы используют термины “демодуляция” и “детектирование” как синонимы. В данной книге делается различие между ними. *Демодуляцию* (demodulation) мы определим как восстановление сигнала (в неискаженный видеоимпульс), а *детектирование* (detection) — как процесс принятия решения относительно цифрового значения этого сигнала. При *отсутствии* кодов коррекции ошибок на выход детектора поступают образы символов (или битов) сообщений \hat{m}_i (также называемые *жестким решением*). При использовании кодов коррекции ошибок на выход детектора поступают образы канальных символов (или кодированных битов) \hat{u}_i , имеющие вид *жесткого* или *мягкого решения* (см. раздел 7.3.2). Для краткости термин “детектирование” иногда применяется для обозначения совокупности всех этапов обработки сигнала, выполняемых в приемнике, вплоть до этапа принятия решения. Блок *преобразования с понижением частоты*, показанный на рис. 3.1 в разделе демодуляции, отвечает за трансляцию полосовых сигналов, работающих на определенных радиочастотах. Эта функция может реализовываться различными способами. Она может выполняться на входе приемника, в демодуляторе, распределяться между этими двумя устройствами или вообще не реализовываться.

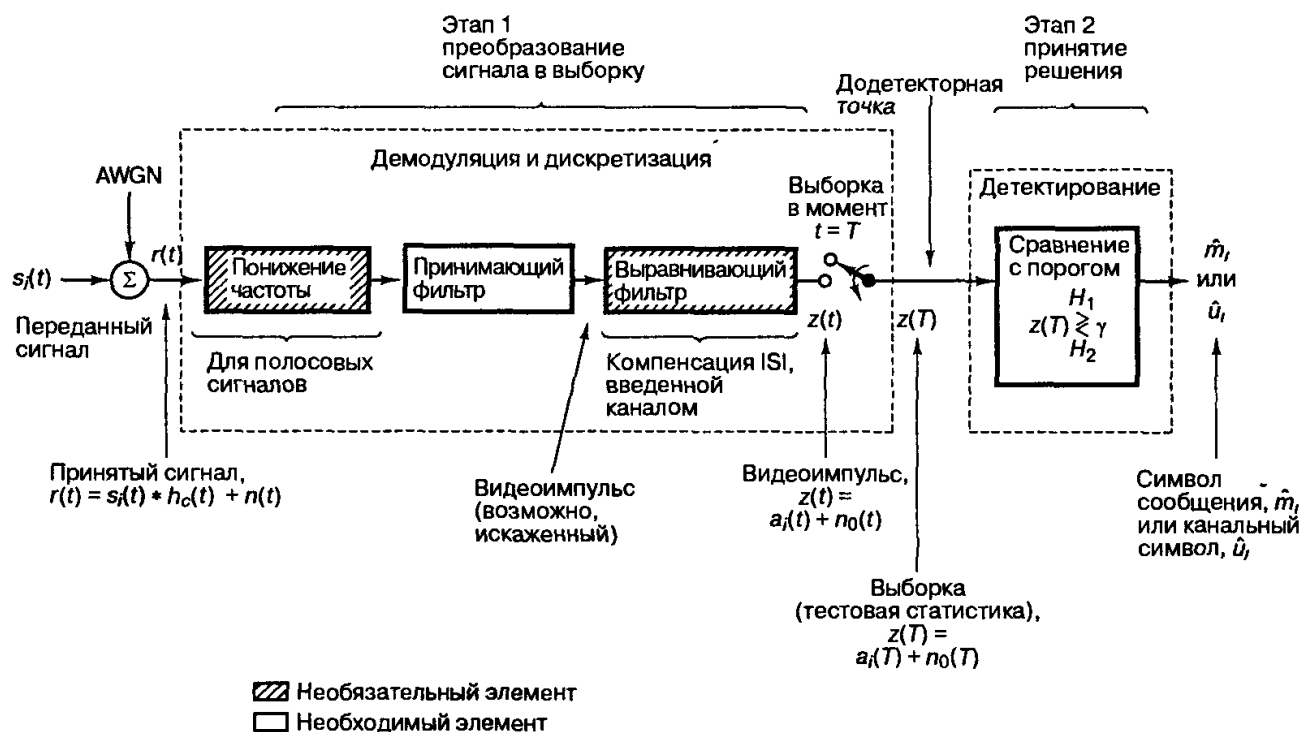


Рис. 3.1. Два основных этапа в процессе демодуляции/детектирования цифровых сигналов

В блоке *демодуляции и дискретизации* (рис. 3.1) 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 дискрети-

зации и детектированию. Задачей принимающего фильтра является восстановление низкочастотного импульса с максимально возможным отношением сигнал/шум и без межсимвольной интерференции. Оптимальный принимающий фильтр, выполняющий такую задачу, называется *согласованным* (matched) фильтром, или *коррелятором* (correlator) и описывается в разделах 3.2.2 и 3.2.3. За принимающим фильтром может находиться *выравнивающий фильтр* (equalizing filter), или эквалайзер (equalizer); он необходим только в тех системах, в которых сигнал может искажаться вследствие межсимвольной интерференции, введенной каналом. Принимающий и выравнивающий фильтры показаны как два отдельных блока, что подчеркивает различие их функций. Впрочем, в большинстве случаев при использовании эквалайзера для выполнения обеих функций (а следовательно, и для компенсации искажения, внесенного передатчиком и каналом) может разрабатываться единый фильтр. Такой составной фильтр иногда называется просто *выравнивающим* или *принимающим и выравнивающим*.

На рис. 3.1 выделены два этапа процесса демодуляции/детектирования. Этап 1, преобразование сигнала в выборку, выполняется демодулятором и следующим за ним устройством дискретизации. В конце каждого интервала передачи символа T на выход устройства дискретизации, *додетекторную точку*, поступает выборка $z(T)$, иногда называемая тестовой статистикой. Значение напряжения выборки $z(T)$ прямо пропорционально энергии принятого символа и энергии шума. На этапе 2 принимается решение относительно цифрового значения выборки (выполняется детектирование). Предполагается, что шум является случайным гауссовым процессом, а принимающий фильтр демодулятора — линейным. Линейная операция со случайным гауссовым процессом дает другой случайный гауссов процесс [2]. Следовательно, на выходе фильтра шум также является гауссовым. Значит, выход этапа 1 можно описать выражением

$$z(T) = a_i(T) + n_0(T) \quad i = 1, 2, \quad (3.3)$$

где $a_i(T)$ — желаемый компонент сигнала, а $n_0(T)$ — шум. Для упрощения записи выражение (3.3) будем иногда представлять в виде $z = a_i + n_0$. Шумовой компонент n_0 — это случайная гауссова переменная с нулевым средним, поэтому $z(T)$ — случайная гауссова переменная со средним a_1 или a_2 , в зависимости от того, передавался двоичный ноль или двоичная единица. Как описывалось в разделе 1.5.5, плотность вероятности случайного гауссового шума n_0 можно выразить как

$$p(n_0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{n_0}{\sigma_0} \right)^2 \right], \quad (3.4)$$

где σ_0^2 — дисперсия шума. Используя выражения (3.3) и (3.4), можно выразить плотности условных вероятностей $p(z|s_1)$ и $p(z|s_2)$:

$$p(z|s_1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_1}{\sigma_0} \right)^2 \right] \quad (3.5)$$

и

$$p(z|s_2) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_2}{\sigma_0} \right)^2 \right]. \quad (3.6)$$

Эти плотности условных вероятностей показаны на рис. 3.2. Плотность $p(z|s_1)$, изображенная справа, называется *правдоподобием* s_1 и показывает плотность вероятности случайной переменной $z(T)$ при условии передачи символа s_1 . Подобным образом функция $p(z|s_2)$ (слева) является *правдоподобием* s_2 и показывает плотность вероятности $z(T)$ при условии передачи символа s_2 . Ось абсцисс, $z(T)$, представляет полный диапазон возможных значений выборки, взятой в течение этапа 1, изображенного на рис. 3.1.

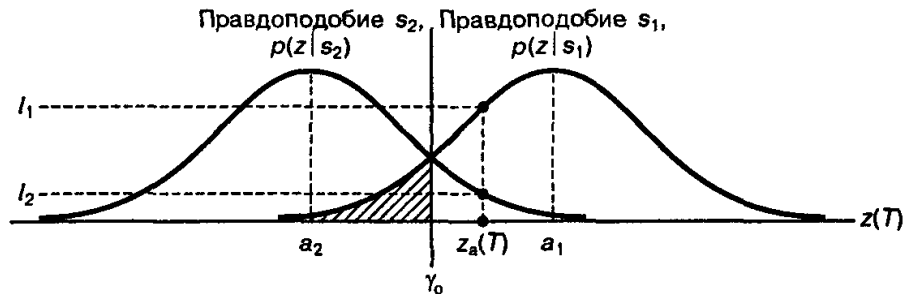


Рис. 3.2. Плотности условных вероятностей: $p(z|s_1)$ и $p(z|s_2)$

После того как принятый сигнал преобразован в выборку, действительная форма сигнала уже не имеет значения; сигналы всех типов, преобразованные в одинаковое значение $z(T)$, идентичны для схемы детектирования. Далее будет показано, что оптимальный принимающий фильтр (согласованный фильтр) на этапе 1 (рис. 3.1) отображает все сигналы с равными энергиями в одну и ту же точку $z(T)$. Следовательно, важным параметром процесса детектирования является *энергия* (а не форма) принятого сигнала, именно поэтому анализ детектирования для видеосигналов не отличается от анализа для полосовых сигналов. Поскольку $z(T)$ является сигналом напряжения, пропорциональным энергии принятого символа, то чем больше амплитуда $z(T)$, тем более достоверным будет процесс принятия решения относительно цифрового значения сигнала. На этапе 2 детектирование выполняется посредством выбора гипотезы, являющейся следствием порогового измерения

$$\begin{array}{l} H_1 \\ z(T) \geq \gamma, \\ H_2 \end{array} \quad (3.7)$$

где H_1 и H_2 — две возможные (бинарные) гипотезы. Приведенная запись указывает, что гипотеза H_1 выбирается при $z(T) > \gamma$, а H_2 — при $z(T) < \gamma$. Если $z(T) = \gamma$, решение может быть любым. Выбор H_1 равносителен тому, что передан был сигнал $s_1(t)$, а значит, результатом детектирования является двоичная единица. Подобным образом выбор H_2 равносителен передаче сигнала $s_2(t)$, а значит, результатом детектирования является двоичный ноль.

3.1.3. Векторное представление сигналов и шума

Рассмотрим геометрическое или векторное представление, приемлемое как для низкочастотных, так и полосовых сигналов. Определим N -мерное *ортогональное пространство* как пространство, определяемое набором N линейно независимых функций $\{\phi_j(t)\}$, именуемых *базисными*. Любая функция этого пространства может выражаться через линейную комбинацию этих базисных функций, которые должны удовлетворять условию