1.9. Обнаружение и различение квазидетерминированных и случайных сигналов

Квазидетерминированными называются сигналы известной формы, имеющие неизвестные параметры. Классическим примером является *узкополосный* сигнал $s(t;\theta) = A\cos(\omega_0(t-\tau_D)+\varphi)$, заданный на интервале T, и имеющий набор параметров θ. В зависимости от задачи в этот набор могут включаться временное запаздывание τ_D, частота заполнения ω_0, начальная фаза φ, амплитуда A и др.

Часть неизвестных параметров из набора θ обычно являются информативными, а остальные будут мешающими. *Энергетические* параметры (амплитуда, длительность и др.) влияют на энергию сигнала $E = \int_0^T s^2(t,\theta)\mathrm{d}t$, в отличие от *неэнергетических*, к которым относятся, например, временное запаздывание и начальная фаза. Неизвестные параметры часто полагаются случайными величинами, и для них вводятся априорные распределения. Это позволяет применять байесовские методы для построения оптимальных алгоритмов.

Наиболее изученной является схема аддитивного взаимодействия сигнала и помехи $y(t) = s(t;\theta) + \eta(t)$. Для дискретной выборки $y_k = s_k + \eta_k$, $k = 1,\dots,N$, описывает результаты внутрипериодной обработки в случае пачки из N импульсов. Комплексные огибающие $\tilde{y}_k = A\tilde{s}_k \exp(j\varphi) + \tilde{\eta}_k$, где $\tilde{y}_k = y_{ck} + \mathrm{j}y_{sk}$, y_{ck} и y_{sk} – косинусная и синусная составляющие *узкополосного* случайного процесса. Условие узкополосности означает, что ширина полосы гораздо меньше центральной частоты спектра.

Обычно используется нормировка $\tilde{s}^+\tilde{s} = \sum_k |\tilde{s}_k|^2 = 1$. Знак «+» обозначает эрмитово сопряжение. Эрмитово сопряжение есть комплексное сопряжение с транспонированием Тогда энергия комплексного сигнала (комплексной огибающей) $E_S = A^2$ вдвое больше энергии действительного сигнала. Последовательность $\{\tilde{s}_k\}$ описывает форму сигнала, включая амплитудно-фазовую модуляцию на приеме, и может содержать набор полезных и мешающих параметров. В частности, $\tilde{s}_k = \exp(jk\psi)$ учитывает доплеровский набег фазы ψ за период повторения импульсов.

Обнаружитель *детерминированного сигнала в аддитивном гауссовском шуме* представляет дискретный *коррелятор* (или дискретный *согласованный фильтр*), который формирует статистику $u = \sum y_k s_k$ или $u = \mathrm{Re}\{\sum \tilde{y}^*_k \tilde{s}_k\}$, где знак «*» обозначает *комплексное сопряжение*. Комплексное сопряжение соответствует повороту фаз всех частотных составляющих сигнала на $\pi/2$.

Распределение статистики u является гауссовским как при наличии, так и при отсутствии сигнала, поэтому задача сводится к обнаружению сдвига гауссовского распределения.

Обнаружитель *сигнала с неизвестной начальной фазой* формирует статистику $u = |\sum \tilde{y}^*_k \tilde{s}_k|$, которая является результатом амплитудного детектирования сигнала двухканального когерентного накопителя [27]. В случае $\tilde{s}_k = \exp(jk\psi)$ статистика $u^2 = |\sum \tilde{y}_k \exp(-jk\psi)|^2$ как функция от ψ представляет так называемую *периодограмму* [28], используемую при анализе временных рядов. В случае гауссовского шума с неизвестной мощностью используется *нормализованная периодограмма*

$$u^2 = |\sum \tilde{y}_k \exp(-jk\psi)|^2 / \sum |\tilde{y}_k|^2 .$$

Этот алгоритм оказывается также РНМ в классе инвариантных [22].

В случае обнаружения детерминированного сигнала на фоне аддитивного негауссовского шума локально оптимальный (наиболее мощный) алгоритм формирует корреляционную статистику
$u = \sum \zeta(y_k) \cdot s_k$, включающую нелинейное безынерционное преобразование

$$\zeta(y_k) = (\partial \ln \Lambda(s_k, y_k) / \partial s_k)_{s=0} = (\partial \ln f_0(y_k - s_k) / \partial s_k)_{s=0}.$$

Вид нелинейного преобразования хорошо исследован для симметричных плотностей шума. При лапласовском (двойном экспоненциальном) распределении нелинейный преобразователь представляет жесткий двусторонний ограничитель, который реализует знаковую функцию.

Важную роль при анализе и синтезе алгоритмов играет *аддитивно-мультипликативная* помеха $y_k = \xi_k s_k + \eta_k$, где η_k и ξ_k – независимые случайные процессы, описывающие аддитивную и мультипликативную составляющие. Модель включает сигнал, который представляет реализацию случайного процесса, т. е. *случайный* сигнал. Мультипликативная помеха описывает случайные изменения (флуктуации) амплитуды и фазы сигнала при

прохождении через канал. Часто эти флуктуации считаются независимыми. Существует ряд моделей амплитудных флуктуаций, например релеевские, райсовские, Накагами и др.

Случайные изменения (флуктуации) амплитуды и фазы полезного сигнала могут быть связаны с наличием многих путей распространения сигнала при его прохождении по каналу. Такой канал называют *многолучевым*. Он характеризуется замираниями, т. е. флуктуациями передаточной функции канала (мультипликативная помеха). Фазовые флуктуации полезного сигнала могут нарушать когерентность приема.

Разделяют крайние случаи «медленных» и «быстрых» флуктуаций сигнала. В случае медленных флуктуаций параметр (амплитуда или фаза) считается случайной величиной, неизменной на протяжении выборки. В импульсных локационных системах такая выборка представляет «пачку» или «пакет». Флуктуации проявляются в случайных изменениях от выборки к выборке (от пачки к пачке). Случай быстрых флуктуаций характеризуется независимыми случайными изменениями параметра от выборки к выборке.

Модель входного сигнала в *многолучевом канале* [29] $y_k = \sum_{j=1}^{J} s_j(\lambda_{jk}, k) + \eta_k$, где $s_j(\cdot)$ – сигнал, распространяющийся по j-му лучу, число которых J может быть случайным, λ_{jk} – набор (случайных) параметров (время задержки, амплитуда, фаза) для j-го сигнала в k-й момент времени.

Рассмотренные модели приводят к сложным нелинейным алгоритмам обнаружения и различения, анализ которых требует отдельного рассмотрения.

См. тетр XXII Mitchell Walker, тетр LXXIII Brennan Reed

29. Кендалл М., Стьюарт А. Многомерный статистический анализ и временные ряды: Пер. с англ. – М.: Мир, 1976.

30. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов/ Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. – 2-е изд. – М: Радио и связь, 1986.