**9. Последовательное обнаружение сигналов при когерентной и квазикогерентной обработке.**

9.1. Вводные замечания.

Выше мы рассматривали последовательные процедуры обнаружения при некогерентном накоплении, когда обработке подвергается только огибающая входной реализации. Основным достоинством некогерентной обработки является ее простота, недостатком – низкая эффективность накопления при малых отношениях сигнал/шум (см. раздел 5). Поэтому возможность сочетания когерентных или квазикогерентных методов накопления с последовательными решающими правилами представляет практический интерес. Рассмотрим возможные подходы к этой задаче.

В случае простых гипотез, когда сигнал в точке приема полностью (с точностью до фазы несущей) известен, реализация последовательной процедуры не представляет каких-либо трудностей, однако, как уже говорилось, этот случай не представляет большого практического интереса. Априорная неопределенность относительно фазы сигнала при известной его частоте, (что в радиолокации соответствует приему сигналов ,отраженных от неподвижных целей) также сравнительно просто разрешается с помощью квадратурной обработки (см. раздел 3). Остановимся на представляющей наибольший интерес для радиолокации, случае, когда цель является подвижной.

Сигналы от подвижных целей вследствие эффекта Доплера имеют смещение несущей частоты  на величину , где  - радиальная скорость цели;  - длина волны РЛС. Обычно на некотором временном интервале наблюдения можно считать, что цель движется с постоянной радиальной скоростью. В этом случае можно считать, что закон изменения фазы между принимаемыми импульсами определяется линейной зависимостью:

 где  - фаза 1-го импульса; Т – период посылок; - набег фазы за период. Если бы радиальная скорость была заранее известна, то для когерентного накопления сигналов, отраженных от такой цели, достаточно было бы сдвинуть частоту опорных колебаний в приемнике на частоту Доплера. Однако, как правило, скорость объекта неизвестна.

Априорная неопределенность относительно доплеровского сдвига частоты сигнала, как и во всех случаях, рассмотренных выше, может быть преодолена за счет использования 2-х типов приемника – многоканального по частоте и одноканального (адаптивного), подстраивающегося под оценку текущей частоты сигнала. Рассмотрим особенности построения таких приемников при использовании последовательных решающих правил.

9.2. Многоканальный обнаружитель.

Такой обнаружитель включает в себя набор частотных каналов, каждый из которых реализует квадратурную обработку для некоторой фиксированной частоты Доплера , где  - ширина полосы пропускания каждого канала; и  соответственно  и  частоты Доплера;  - число каналов. Очевидно, что при точном совпадении частоты Доплера с частотой опорного гетеродина одного из каналов  данная схема обеспечивает оптимальную обработку. Если же частоты  и  различаются, то амплитуда импульсов на выходе когерентного детектора будет изменяться в процессе накопления по синусоидальному закону, что приводит к потерям накопленного отношения сигнал/шум. Оценим число каналов, необходимое для того, чтобы эти потери не превышали заданной величины.

Пусть в начале накопления разность сигнала и опорного генератора равно нулю, а амплитуда импульса на выходе когерентного детектора . В конце накопления сигнал на выходе когерентного детектора будет иметь уже амплитуду , где - время накопления; . Если считать допустимым уменьшение амплитуды в конце накопления в  раз, то из условия , следует : , или . Максимальная абсолютная величина расстройки равна половине ширины полосы пропускания канала  откуда  или . При приеме последовательности  импульсов время наблюдения . Тогда необходимое число каналов .

Объекты могут как удаляться, так и приближаться, вследствие чего , соответственно .

Если  превосходит  диапазон однозначного измерения доплеровских частот, равный величине 1/Т, то диапазон частот перекрываемых набором фильтров составляет 2/Т, тогда .

Таким образом, число частотных каналов, необходимых для обеспечения допустимых потерь накопления, прямо пропорционально времени наблюдения . При использовании последовательных правил, когда длительность зондирующей пачки заранее не фиксируется , число частотных каналов и полоса пропускания каждого из них должны меняться на каждом шаге наблюдения. Реализация такого многоканального по частоте устройства (если учесть еще и многоканальность по дальности) оказывается весьма сложной.

Указанная сложность устраняется при использовании **когерентно-некогерентная** (“**пачечной**”) обработки, позволяющей при фиксированном числе квадратурных каналов реализовать процедуру, близкую к оптимальной. При такой обработке для некоторой выборки (“пачки”) заранее фиксированного объема  в каждом из квадратурных каналов вычисляется логарифм отношения правдоподобия  Статистика  сравнивается с решающими порогами последовательной процедуры. Если решение о наличии или отсутствии сигнала не принято, то излучается новая пачка длительности , и вычисляется статистика , которая некогерентно суммируется со значением , и полученная сумма вновь сравнивается с порогами, т.е. реализуется обычная последовательная процедура. Однако в отличие от случаев, рассмотренных нами ранее, здесь возможность принятия решения проверяется не после излучения каждого импульса, а после излучения “пачки” из  импульсов.

Объем когерентно накапливаемой пачки  и соответствующее ему число доплеровских каналов могут быть выбраны на основе следующих соображений. Известно, что при отношениях сигнал/шум порядка 6-10дБ некогерентная обработка почти не уступает по эффективности когерентной. Следовательно объем когерентно накапливаемой пачки  должен выбираться из условия , что при отношении сигнал / шум в одном отсчете, равном , накопленное отношение сигнал/шум  составит примерно 6-10 дБ. Отношение сигнал /шум возрастает при когерентном накоплении пропорционально , следовательно .

Соответствующее объему пачки  число каналов  выбирается с учетом соотношений, приведенных выше. Расчеты и результаты математического моделирования показывают, что при  максимальная величина потерь пачечной обработки не превышает 2 дБ; средние (при равномерном распределении доплеровского сдвига) потери < 1 дБ. Отметим, что если ставится задача не только когерентного накопления, но и оценки доплеровского сдвига обнаруженного сигнала, то число каналов должно выбираться исходя из заданной точности оценки.

9.3. Квазикогерентный экстраполяционно-фазовый обнаружитель.

Экстраполяционно-фазовый обнаружитель (ЭФО) представляет одноканальную схему обнаружения – оценивания, т.е. реализует второй возможный подход к проблеме устранения априорной неопределенности.

Суть метода ЭФО заключается в рекурсивном сглаживании фазовых отсчетов и экстраполяции сглаженной фазовой траектории на следующий период повторения. При этом на каждом 1-м периоде повторения с учетом разности  текущего отсчета фазы и ее экстраполированного значения, вычисленного на предыдущем шаге, рассчитывается решающая статистика  и экстраполированное (ожидаемое) на -й период повторения значение фазы . Очевидно, что такой рекуррентный алгоритм расчета решающей статистики органично сочетается с последовательной процедурой принятия решения.

Метод ЭФО позволяет настраиваться в ходе наблюдения на фазовую траекторию, соответствующую истинному значению доплеровской частоты, и, постепенно повышая точность ее измерения, приближать процесс накопления к когерентному.

Алгоритм ЭФО достаточно просто реализуется при допущении о линейном изменении фазы сигнала во времени. При этом для сглаживания фазы может использовать рекурсивный алгоритм, аналогичный применяемому в системах вторичной обработки информации для сглаживания траекторий целей:

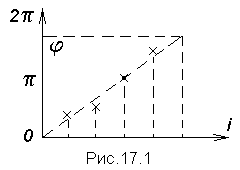


экстраполированное значение фазы

 - сглаженное значение фазы

Коэффициенты сглаживания  и  является функциями шага наблюдения, а также зависят от дисперсии экстраполированной оценки фазы и дисперсии фазы  текущих отсчетов: .

Дисперсия  однозначно связана с отношением сигнал/помеха и вычисляется в зависимости от текущего значения  в каждом канале дальности, что позволяет правильно сглаживать фазу при нестационарных шумовых помехах.



С учетом полученной оценки фазы  рассчитывается апостериорное распределение неизвестного параметра  по которому затем усредняется условное отношение правдоподобия, соответствующее точно известному параметру . Можно показать, что логарифм безусловного отношения правдоподобия при этом имеет вид:

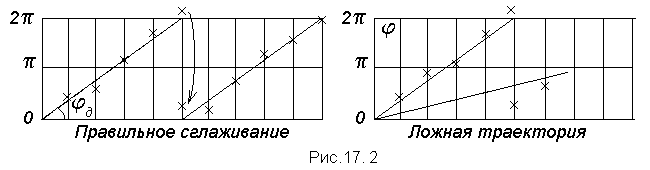
.

С учетом известного разложения:

 полученное выражение обобщает формулы (2.3) и (3.2) для логарифма отношения правдоподобия, соответствующие двум крайним случаям: сигналу с точно известной фазой  и сигналу со случайной фазой . Таким образом, по мере уточнения оценки алгоритм ЭФО приближается к истинно когерентному.

Основное ограничение, присущее рассмотренному алгоритму, связано с тем, что использованное в нем предположение о линейном характере фазовой траектории при импульсной радиолокации не выполняется: из-за стробоскопического эффекта интервал однозначного измерения фазы составляет , т.е. реальная фазовая траектория имеет циклический (пилообразный характер). скачки фазы при переходе через точку  могут приводить к ошибкам сглаживания траектории и, как следствие, к уменьшению эффективности накопления (см. рис.9.2).

Оптимальные алгоритмы сглаживания циклических траекторий, имеющих два неизвестных параметра: начальную фазу и угол наклона (доплеровский сдвиг), практически нереализуемы из-за своей сложности. Рассмотренный алгоритм, базирующийся на линейной аппроксимации фазовой траектории, удовлетворительно сглаживает циклические траектории, когда дисперсия фазовой траектории невелика по сравнению с интервалом однозначного измерения фазы . Указанное условие выполняется в системах с высокой частотой повторения (квазинепрерывный сигнал), где число отсчетов, приходящееся на интервал однозначного измерения достаточно велико, либо при достаточно больших отношениях сигнал/помеха, когда дисперсия каждого отсчета фазы существенно меньше .



Если ни одно из вышеуказанных условий не выполняется , то происходят сбои сопровождения (сглаживания), в результате решающая статистика вычисляется с ошибками и увеличивается вероятность пропуска сигнала. При типичных для радиолокации частотах построения порядка сотен Гц, алгоритм ЭФО удовлетворительно работает при отношениях сигнал/шум порядка –6 дБ и более, при меньших значениях  из-за нарастания вероятности сбоев эффективность падает, величина выигрыша алгоритма ЭФО относительно некогерентного последовательного алгоритма при  составляет около двух раз.

В заключении отметим, что алгоритм ЭФО принципиально не обеспечивает разрешения по доплеровской частоте объектов, пространственные координаты которых совпадают (например – цели в облаке пассивных помех). Многоканальные схемы свободны от указанных недостатков.