ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в радиолокационных, навигационных и метеорологических радиотехнических системах обнаружение и измерение параметров отраженного сигнала, а также улучшение характеристик радиолокационных станций (РЛС) является традиционной и в то же время актуальной задачей, стоящей при разработке современных РЛС. Большое значение данной проблемы связано с ростом требований, выдвигаемых к таким РЛС, и с увеличением количества одновременно решаемых задач в различных режимах работы. При этом к таким многофункциональным РЛС предъявляются противоречивые требования, которые трудно выполнить в рамках одноканальных систем. Решение данной задачи возможно при переходе к многоканальным системам, одним из типов которых являются многочастотные РЛС.

Учебное пособие посвящено рассмотрению вопросов синтеза и анализа систем совместного обнаружения и измерения многочастотных сигналов, обеспечивающих повышение эффективности обнаружения и однозначного измерения радиальной скорости цели на фоне некоррелированных шумов в случае когерентно-импульсных сигналов высокой скважности.

Первая глава посвящена рассмотрению принципов обработки многочастотных сигналов и построения многочастотных РЛС, а также применения многочастотных сигналов для решения проблемы однозначного измерения радиальной скорости цели.

Во второй главе рассматриваются: статистическое описание многочастотных сигналов с учетом реальной модели отраженных сигналов, на основе которого проведены синтез оптимальных и квазиоптимальных обнаружителей многочастотных сигналов, синтез алгоритма однозначного измерения радиальной скорости цели и построение систем совместного обнаружения-измерения многочастотных сигналов.

Третья глава посвящена анализу эффективности синтезированных систем обработки многочастотных сигналов на основе метода характеристических функций, в частности метода собственных значений, применение которого позволяет точно рассчитать характеристики обнаружения систем обработки. Кроме того, рассматривается анализ точности измерения радиальной скорости цели, которая характеризуется дисперсией оценки, определяемой на основе выражения Рао-Крамера.

1. МНОГОЧАСТОТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

1.1. Формирование многочастотного сигнала

Многочастотные сигналы представляют собой совокупность нескольких сигналов с различными несущими частотами и одинаковыми или разными законами модуляции. Принципиально возможно формирование многочастотных сигналов на основе одновременного излучения нескольких сигналов с различными несущими частотами или со смещением во времени за счет быстрой перестройки несущей частоты зондирующего сигнала по определенному закону.

Одновременное излучение сигналов с различными несущими частотами может быть осуществлено несколькими способами. Наиболее простым из них является способ, при котором многочастотный сигнал формируется группой передатчиков с различными несущими частотами. В таких многочастотных РЛС непрерывного излучения, как правило, каждый передатчик работает на отдельную передающую антенну, а каждый приемник подключен соответственно к отдельной приемной антенне. Такая схема передающего тракта характерна для многочастотных РЛС непрерывного излучения, например доплеровских РЛС обнаружения низколетящих целей.

Одновременное излучение сигналов с различными несущими частотами может быть обеспечено при использовании в передающем устройстве в качестве задающего генератора многочастотного автогенератора. Различают три основных типа многочастотных автогенераторов: с использованием гармоник основной частоты; с произвольным соотношением собственных частот контуров; с запаздывающей обратной связью. Кроме этого, возможны многочастотные автогенераторы, представляющие собой различные комбинации указанных выше основных типов. Особый интерес, с точки зрения использования многочастотных сигналов в радиолокации, представляет третий тип многочастотных автогенераторов – с запаздывающей обратной связью, генерирующий колебания со спектром частот вокруг основной частоты. В дециметровом и сантиметровом диапазонах волн такие многочастотные автогенераторы могут быть созданы на лампах бегущей или обратной волны с внутренней (через замедляющую систему) или внешней обратной связью. Еще одним из способов одновременного формирования сигналов с различными несущими частотами может являться синтезирование частот. В многочастотных передающих устройствах находит применение пассивный метод синтезирования частот, основанный на использовании только генераторов гармоник, смесителей и фильтров [1].

Быстрая перестройка частоты в целях многочастотной работы может применяться как в радиолокационных устройствах с непрерывным излучением, так и в импульсных РЛС. При этом осуществляется скачкообразное изменение несущей частоты в пределах длительности каждого импульса. В этом случае каждый импульс можно рассматривать как состоящий из нескольких элементарных импульсов с разными частотами заполнения (как правило, равной длительности). Временное смещение составляющих такого многочастотного сигнала равно длительности каждого предыдущего элементарного импульса. Однако обработка такого сигнала в приемном устройстве при введении соответствующей временной задержки в каждом частотном канале аналогична обработке одновременно сформированного многочастотного сигнала.

Быстрая перестройка несущей частоты РЛС может быть достигнута несколькими способами: непосредственной перестройкой частоты однокаскадного мощного автогенератора СВЧ; перестройкой частоты маломощного задающего генератора с последующим усилением генерируемых им сигналов в широкополосном усилителе мощности; попеременной работой нескольких передатчиков с разными несущими частотами.

Быстрая перестройка частоты РЛС путем попеременной работы нескольких передатчиков с различными несущими частотами применяется в тех случаях, когда необходимо обеспечить высокую стабильность или очень большой разнос несущих частот. Попеременная работа передатчиков достигается непосредственным поочередным подключением их к тракту передачи энергии или путем селекции их сигналов специальным частотным селектором. В первом случае выходы всех передатчиков подключаются к мощному широкополосному переключателю, который попеременно подключает передатчики к антенне по заданной программе. Работой переключателя управляет синхронизатор РЛС. Во втором случае выходы передатчиков подключаются к общему частотному селектору, управляемому также синхронизатором

РЛС. РЛС с перестройкой частоты путем попеременной работы нескольких передатчиков обладают высокой надежностью работы. Это объясняется тем, что при выходе из строя отдельных передатчиков работоспособность РЛС сохраняется, лишь в некоторой степени ухудшаются ее характеристики.

Частота может изменяться по заранее заданному, случайному или псевдослучайному закону. Выбор закона перестройки частоты зависит от назначения РЛС, числа рабочих частот, способа обработки принятых сигналов и некоторых других факторов. Кроме рассмотренного, теоретически обоснованы и в разной степени технически осуществлены три основных метода быстрого изменения несущей частоты импульсных РЛС. Первый метод – изменение несущей частоты от импульса к импульсу. Этот метод чаще всего используется для формирования многочастотного сигнала с временным смещением составляющих сигналов, равным периоду их повторения (изменение несущей частоты от периода к периоду повторения сигналов при излучении в каждом периоде только одного импульса). Второй метод – изменение несущей частоты от одной группы импульсов к другой. Использование этого метода для формирования многочастотного сигнала чаще всего оправдано при высоких частотах повторения импульсов, когда возможности изменения несущей частоты от импульса к импульсу ограничены реально достижимой скоростью перестройки приемно-передающего тракта. Третий метод – изменение несущей частоты в пределах длительности каждого импульса около некоторого среднего значения частоты, изменяющегося в свою очередь от периода к периоду повторения импульсов или через несколько периодов. Этот метод является комбинацией двух предыдущих методов. По-видимому, техническое использование его наиболее сложно, хотя с точки зрения помехозащищенности РЛС он может явиться одним из наиболее эффективных [1].

Излучение многочастотного сигнала в РЛС можно осуществлять двумя путями. Это, во первых, частотно-многоканальные станции, в которых основные показатели определяются совокупностью действия всех частотных каналов. В таких РЛС излучение на нескольких частотах осуществляется в пределах одной и той же диаграммы направленности. Во втором случае каждая составляющая многочастотного сигнала излучается в пределах самостоятельной диаграммы направленности, которая смещена в пространстве относительно друг друга. Такие частотно-многолучевые РЛС, как правило, используются для создания диаграмм направленности сложной формы и по своей сути не являются многоканальными [2].

В частотно-многоканальных РЛС имеется несколько передатчиков, работающих на различных несущих частотах f_1, f_2, . . ., f_L (рис. 1.1), которые запускаются общим синхронизирующим устройством. Высокочастотные колебания после волнового сумматора подводятся к облучателю зеркала антенны и излучаются в пределах одной диаграммы направленности. Принятые сигналы раздельно обрабатываются в n приемниках с последующим суммированием результатов обработки.

Рис. 1.1

Таким образом, многочастотный сигнал, излучаемый в пределах одной диаграммы направленности, может быть сформирован на основе быстрой перестройки несущей частоты РЛС или путем одновременного излучения сигналов с различными несущими частотами. Выбор способа формирования многочастотного сигнала, а также характер флюктуаций отраженных от цели сигналов, распределение мощности между частотными каналами, количество несущих частот, величина их разноса и способ обработки отраженных сигналов являются основными факторами, определяющими степень улучшения характеристик РЛС.

1.2. Способы обработки многочастотных сигналов

Наибольший эффект от многочастотной радиолокации достигается при статистической независимости сигналов, соответствующих различным несущим частотам. Физически это объясняется тем, что при этом соответствующие им максимумы диаграмм вторичного излучения цели смещены относительно друг друга. Это приводит к уменьшению изрезанности суммарной (эквивалентной) диаграммы вторичного излучения и относительной величины флюктуаций отраженного сигнала, благодаря чему повышаются дальность действия РЛС и надежность обнаружения цели. Необходимым (но не достаточным) условием статистической независимости отраженных сигналов является ортогональность соответствующих составляющих зондирующего сигнала [3].

Доказано, что отраженные от одной и той же цели сигналы статистически независимы в случае, если их спектры не перекрываются. Данное условие не может быть обеспечено подбором законов модуляции составляющих зондирующего многочастотного сигнала, а выполняется только при достаточно большой величине разноса их частот. Таким образом, условием статистической независимости сигналов, соответствующих различным несущим частотам, является разнос несущих частот $f_{\text{н}j}$ на величину, определяемую как [4]:

,

где $l_{\text{цр}}$ – радиальная протяженность цели, м.

Статистическая независимость отраженных от цели составляющих многочастотного сигнала позволяет обрабатывать их независимо друг от друга. При этом оптимальная обработка многочастотного сигнала заключается в раздельной обработке каждой частотной составляющей с последующим суммированием результатов обработки и сравнением суммарного сигнала с порогом. При этом в каждом частотном канале производится обработка на основе когерентного или некогерентного накопления [3].

Кроме того, возможны следующие способы объединения частотных каналов многочастотной РЛС: линейное суммирование сигналов всех частотных каналов; попарное суммирование сигналов с последующим перемножением сумм; попарное перемножение с последующим суммированием произведений; перемножение сигналов всех частотных каналов. Первый вариант обеспечивает наибольшую вероятность правильного обнаружения при заданной дальности и обладает наименьшей помехозащищенностью. Последний вариант, наоборот, обладает наибольшей помехозащищенностью при наименьшей дальности действия. Второй и третий способы объединения частотных каналов представляют собой комбинации рассмотренных способов обработки многочастотного сигнала – линейного суммирования и перемножения сигналов.

Существенное влияние на способ объединения частотных каналов, кроме обеспечения заданной вероятности ложной тревоги и помехозащищенности, оказывает характер междупериодной обработки (когерентной или некогерентной) в частотных каналах. Этот вопрос подробнее будет рассмотрен во второй главе.

Выбор числа рабочих частот и величины их разноса является одним из наиболее важных вопросов при проектировании многочастотных РЛС. С одной стороны, слишком малое число частот или недостаточный их разнос не позволяют добиться необходимого сглаживания флюктуаций отраженного сигнала, в результате чего возможности многочастотной радиолокации целей реализуются в неполной мере. С другой стороны, слишком большое число рабочих частот может оказаться причиной значительного усложнения конструкции, увеличения габаритов и массы РЛС, а при определенных условиях, кроме того, причиной снижения эффективности многочастотной работы.

Максимально возможное число рабочих частот зависит прежде всего от периода обработки принимаемых сигналов. Часто период обработки сигналов равен одному циклу обзора; тогда максимально возможное число рабочих частот будет равно количеству импульсов, принятых за цикл обзора от одной цели ($L_{макс}=N$). Если многочастотная работа РЛС достигается путем быстрой перестройки несущей частоты, то максимально возможное число рабочих частот ограничивается и другими факторами – диапазонностью приемно-передающего тракта РЛС (D $f_{пер}$) и минимально необходимым с точки зрения независимости сигналов разносом частот (D $f_{р\ мин}$):

.

Если найденное по приведенной формуле значение $L_{макс}$ превышает количество совместно обрабатываемых сигналов (N), то имеется возможность большего разноса рабочих частот РЛС в целях обеспечения лучших условий независимости принимаемых сигналов и более полного использования диапазона возможной перестройки несущей частоты РЛС. Если величина

L

макс
значительно меньше оптимального числа рабочих частот, соответствующего заданным условиям обнаружения целей, то это означает, что приемно-передающий тракт РЛС не обладает достаточной диапазонностью, необходимой для обеспечения независимости составляющих многочастотного сигнала, и нуждается в усложнении конструкции.

Кроме того, многочастотные (многоканальные) РЛС отличаются от одночастотных (одноканальных) более высокой надежностью работы. Это связано с тем, что в многоканальной РЛС выход из строя отдельных каналов еще не означает отказа всей системы; даже если (L–1) каналов выйдут из строя, а работоспособным останется только один, то полного отказа системы не произойдет, хотя ее характеристики могут существенно ухудшиться. Если вероятность безотказной работы отдельного канала в течение заданного отрезка времени равна , то вероятность сохранения работоспособным хотя бы одного канала из трех за то же время равна:

.

Вероятность безотказной работы системы возрастает весьма существенно. Если, например, (низкая надежность), то вероятность безотказной работы 3-канальной станции достигает 0,933.

1.3. Измерение радиальной скорости цели

Измерение радиальной скорости цели v_r относительно РЛС основано на эффекте Доплера. Данный эффект проявляется в том, что частота принимаемых колебаний отличается от частоты излучаемых колебаний, если излучатель и приемник перемещаются относительно друг друга. Величина доплеровского сдвига частоты пропорциональна радиальной скорости движения цели. Как известно [5], доплеровский сдвиг частоты отраженных сигналов относительно несущей частоты зондирующих сигналов $f_н$:

.

Эффект Доплера проявляется как на несущей частоте сигнала, так и на частоте любого другого колебания, которое может быть выделено из сигнала с помощью линейных или нелинейных преобразований. Если сигнал не является монохроматическим, то эффект Доплера обусловливает изменение частоты всех спектральных составляющих сигнала. Так как доплеровское смещение для различных спектральных составляющих различно, то эффект Доплера приводит к искажению формы сигнала и изменению параметров, зависящих от времени: длительности импульса, периода повторения и длительности пачки, которые увеличиваются при удалении цели и уменьшаются при ее приближении.

Кроме того, при измерении радиальной скорости необходимо учитывать наличие стробоскопического эффекта в импульсных РЛС, который приводит к тому, что однозначное измерение скорости возможно при условии $F_д < F_п/2$, где $F_п=1/T_п$ – частота повторения импульсов.

Традиционным решением при совместных измерениях времени запаздывания (дальности) и частоты колебаний (радиальной скорости) являются многоканальные измерители (рис. 1.2). Каждый доплеровский канал содержит согласованный фильтр СФ и детектор Д, выходная величина которого подается на схему выбора максимума СВМ [6]. При превышении порога в пороговом блоке ПБ ключ К пропускает на выход оценку доплеровского смещения частоты сигнала, которая соответствует оценке максимального правдоподобия. Многоканальность по частоте обусловлена тем, что согласованный фильтр не обладает инвариантностью относительно частоты сигнала. Расстройка D*f* согласованных фильтров определяется разрешающей способностью сигнала по частоте, которая характеризуется протяженностью сечения тела неопределенности сигнала вдоль частотной оси. Число каналов оптимального измерителя определяется как:

,

где [F_{max}, F_{min}] – доплеровский диапазон смещения частоты сигала.

Однако реализация многоканальных измерителей приводит к существенному усложнению аппаратуры. При этом точность измерения определяется числом используемых доплеровских каналов.

Рис. 1.2

Для повышения эффективности обнаружения и точности измерения можно использовать обнаружитель-измеритель, осуществляющий одноканальную когерентную обработку отраженных сигналов [7]. Структурная схема такого обнаружителя-измерителя когерентно-импульсных сигналов изображена на рис. 1.3. Одноканальное когерентное накопление входных отсчетов осуществляется на основе блока задержки на период повторения *T*, блока комплексного сопряжения (*), комплексного умножителя () и междупериодного накопителя Н. Кроме того, схема содержит вычислитель фазы ВФ, выполняющий алгоритмы, которые подробно будут рассмотрены во второй главе, вычислитель модуля ВМ и пороговый блок БП.

Рис. 1.3

Однако для когерентно-импульсных РЛС, работающих в режиме высокой скважности, достоинством которых является высокая разрешающая способность по дальности, необходимо иметь в виду, что период повторения $T_{п}$ выбирается в РЛС данного типа из условия однозначного измерения максимальной дальности
D

макс
:

.

При этом однозначное измерение радиальной скорости цели n_r возможно в пределах:

,

где l - длина волны зондирующего сигнала, что с учетом реальных скоростей большинства радиолокационных целей совершенно недостаточно. Увеличить длину волны зондирующего сигнала для перекрытия всего диапазона реальных скоростей цели не позволяют ограничения, накладываемые на ширину диаграммы направленности антенны РЛС.

Для расширения диапазона однозначно измеряемых радиальных скоростей цели можно использовать двухчастотный метод [5] или неэквидистантную последовательность импульсов, [7]. Структурная схема двухчастотной РЛС изображена на рис. 1.4 и содержит два генератора радиочастоты ГРЧ, когерентный гетеродин КГ, фазируемый радиоимпульсом на разностной частоте w_2-w_1, гетеродин ГЕТ, усилители радиочастоты УРЧ, усилители промежуточной частоты УПЧ, фазовый детектор ФД и индикатор Инд.

Рис. 1.4

С помощью смесителя 1 выделяется фазирующий радиоимпульс на разностной частоте $w_2 – w_1$ и осуществляется фазирование КГ.

Двухканальный приемник на основе ГЕТ, работающего на частоте $w_{пч} + w_1$, преобразует принятые и усиленные в УРЧ радиоимпульсы на частоте $w_{пч}$ в одном канале и $w_{пч} + w_2 – w_1$ в другом. После усиления в УПЧ и преобразования в смесителе 2 на разностную частоту $w_2 – w_1$ отраженные импульсы сравниваются по фазе на ФД с опорным сигналом КГ. При наличии движущейся цели доплеровское смещение на разностной частоте определяется как:

.

Поскольку доплеровское смещение на разностной частоте существенно меньше, чем на несущей, при этом максимальная радиальная скорость цели:

,

в устройстве появляется возможность однозначного измерения радиальной скорости в пределах всего заданного диапазона.

Кроме того, при многочастотном зондировании и обработке принятых сигналов на разностной частоте центры зон слепых скоростей определяются как:

, k=0, 1, 2, …

где – центральные скорости слепых зон в двухчастотной РЛС.

Поскольку $f_{н1}>>f_{н1}-f_{н2}<<f_{н2}$, то в двухчастотной когерентно-импульсной РЛС число слепых зон в рабочем диапазоне радиальных скоростей значительно меньше, чем в соответствующей одночастотной РЛС.

1.4. Заключение

Таким образом, для достижения максимального эффекта от многочастотной радиолокации необходимо обеспечить статистическую независимость сигналов с различными несущими частотами, что определяется соответствующей расстройкой несущих частот. При этом обработка отраженного многочастотного сигнала заключается в раздельной обработке каждой его частотной составляющей с последующим возможным объединением частотных каналов и сравнением с порогом обнаружения. Кроме того, многочастотные сигналы являются одним из вариантов, позволяющих решить проблему совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости.

2. СИНТЕЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ-ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

2.1. Статистическое описание многочастотных сигналов

В многочастотном радиолокаторе на вход каждого из L частотных каналов приемника поступает полезный сигнал, отраженный от движущейся цели и представляющий собой когерентную пачку радиоимпульсов, образующих с внутренним шумом приемника аддитивную смесь. Отметим, что применение цифровой когерентной обработки на видеочастоте в двух квадратурах в многочастотном обнаружителе-измерителе приводит к установке в каждом частотном канале квадратурных фазовых детекторов и аналого-цифровых преобразователей для осуществления дискретизации по времени и многоуровневому квантованию по амплитуде. Тогда для каждой из частотных компонент в двух квадратурных каналах получаем последовательность
N
цифровых кодов комплексных огибающих
$U_j(l) = x_j(l) + \mathrm{i}\,y_j($

l), следующих через период повторения T и образующих совокупность векторов $\{\mathbf{U}_l\}=\{\mathbf{U}_1,\ldots,\mathbf{U}_L\}$, где вектор столбец $\mathbf{U}_l=\{U_j(l)\}^{\mathrm{т}}$, , .

Полагая, что полезный сигнал, отраженный от цели, являющейся множественными отражателями, и шум являются гауссовскими случайными процессами, совместное распределение величин на выходе l-го частотного канала внутрипериодной системы обработки можно представить в виде:

, (2.1)

где – корреляционная матрица l-й частной составляющей многочастотного сигнала, $\mathbf{W}_l$ – матрица, обратная соответствующей корреляционной матрице

R

l

с элементами:

(2.2)

где s^2_{cl} – дисперсия сигнала на выходе системы внутрипериодной обработки *l*-го частотного канала; r

l

(

j,k

) – коэффициенты междупериодной корреляции сигнала; j

l

=2p

F

д

l

T

– сдвиг фазы сигнала за период повторения

T

в

l-

м частотном канале, обусловленный доплеровским смещением несущей частоты на величину

F

д

l

; причем j

l

=

r

l

j

l

, где

r

l

=

f

l

/

f

1
<1 – отношение несущих частот *l*-го и 1-го частотных каналов; $s^2_ш$ – дисперсия внутреннего шума на выходе системы внутрипериодной обработки; d_{jk} – символ Кронекера.

Для дальнейшего рассмотрения перейдем к нормированным по отношению к дисперсии шума $s^2_ш$ величинам и введем отношение сигнал/шум $q_l=s^2_{cl}/s^2_ш$ для *l*-го частотного канала. Сохраняя для получившихся величин обозначение $R_{jk}(l)$ получим:

. (2.3)

Коэффициенты междупериодной корреляции сигнала $r_l(j,k)$ определяются спектральной плотностью $S_l(f)$ и для *l*-й частной составляющей многочастотного сигнала могут быть записаны в виде:

(2.4)

Спектральная плотность флюктуаций сигналов, отраженных от самолетов, как установлено экспериментально, аппроксимируется резонансной кривой. Тогда выражение, определяющее спектральную плотность для *l*-й частной составляющей многочастотного сигнала, имеет вид:

, (2.5)

где $Df_l = r_l Df_1$ – ширина спектра на уровне 0,5 для l-го частотного канала.

Вычисляя выражение (2.4) с учетом выражения (2.5), находим коэффициенты междупериодной корреляции многочастотного сигнала, которые имеют вид:

. (2.6)

При использовании многочастотного зондирующего сигнала необходимо обеспечить статистическую независимость частотных составляющих, соответствующих различным несущим частотам для максимального ослабления флюктуаций отраженного от цели сигнала. Условием такой статистической независимости является разнос несущих частот f_l, минимальная величина которого определяется в соответствии с выражением:

, (2.7)

где $l_{цр}$ – радиальная протяженность цели, м.

Совместная плотность вероятности совокупности векторов $\{\mathbf{U}_l\}$ при условии статистической независимости частотных составляющих многочастотного сигнала равна произведению совместных плотностей вероятности отдельных векторов
U
l
и имеет вид [8]:

. (2.8)

При условии наличия одного шума (q^2_{cl}=0) матрицы $\mathbf{R}_l$=$\mathbf{R}^ш$=$\mathbf{I}$ и $\mathbf{W}_l$=$\mathbf{W}^ш$=$\mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица с элементами
I_{jk}=d_{jk}. Тогда совместная плотность вероятности совокупности векторов {$\mathbf{U}_l$} при отсутствии сигнала может быть представлена в виде:

. (2.9)

Полученные выражения (2.8) и (2.9) позволяют использовать метод статистического синтеза для определения оптимальных алгоритмов обработки многочастотных сигналов и соответствующих им структурных схем обнаружителей многочастотных сигналов.

2.2. Оптимальные обнаружители многочастотных сигналов

Использовав метод статистического синтеза, рассмотрим оптимальные алгоритмы обнаружения многочастотных сигналов на фоне белого шума. Оптимальная обработка согласно статистической теории обнаружения основана [9] на вычислении отношения правдоподобия:

Правило решений имеет вид:

если , то принимается решение о наличии сигнала;

если , то принимается решение об отсутствии сигнала.

Величина порога , исходя из критерия Неймана-Пирсона, выбирается из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги.

Полагая, что корреляционные свойства многочастотного сигнала известны и также известно доплеровское смещение частоты (радиальная скорость цели) для каждого частотного канала, вычисляем отношение правдоподобия с использованием плотностей вероятности для суммы сигнала и шума (2.8) и для одного шума (2.9). Тогда отношение правдоподобия имеет вид:

(2.10)

где ; $\mathbf{Q}_l$ – матрица обработки для l-го частотного канала, элементы которой определяются как .

Из выражения (2.10) следует, что для обнаружения многочастотного сигнала достаточно сравнить с пороговым уровнем величину в показателе экспоненты выражения (2.10). Тогда оптимальный алгоритм обработки многочастотного сигнала [8]:

. (2.11)

Алгоритм на основе выражения (2.11) определяет структуру оптимального обнаружителя многочастотных сигналов, в соответствии с которой необходимо в каждом частотном канале осуществлять весовое суммирование всех по-парных произведений входных величин $U_j^{(l)}$ с последующим суммированием результатов обработки всех частотных каналов. Причем весовые коэффициенты зависят от корреляционных свойств сигнала и доплеровского смещения частоты. В общем случае техническая реализация такой оптимальной системы вызывает ряд существенных затруднений. Это связано с тем, что необходимо заранее знать статистические свойства реальных целей, которые можно оценить с определенной степенью достоверности. Отсутствие информации о значениях доплеровских сдвигов фаз j $_l$ (радиальной скорости цели) приводит к многоканальному принципу построения оптимального обнаружителя.

Структурная схема, реализующая оптимальный алгоритм (2.11) обработки многочастотного сигнала при условии известных значений доплеровских сдвигов фаз j$_l$ сигнала, представлена на рис. 2.1, где ПБ – пороговый блок. В этом случае, в каждом частотном канале на основе поступающих входных отсчетов
$U_j^{(l)}$
согласно алгоритму (2.11) вычисляются значения
u_l
. При этом объединение результатов обработки в частотных каналах производится на основе линейного суммирования.

Полученная в результате статистического синтеза оптимальная система обработки многочастотного сигнала имеет при заданных условиях предельные возможности обнаружения отраженных сигналов. Данный предел качества системы позволяет определить целесообразность улучшения существующих систем. Необходимо отметить, что реализация алгоритма (2.11) вызывает как технические проблемы, связанные с большим объемом вычислений, так и трудности определения в реальных условиях весовых коэффициентов в алгоритме обработки.

Рис. 2.1

Реально отсутствие информации о значениях доплеровских сдвигов фаз j_l (радиальной скорости цели) приводит к многоканальному принципу построения оптимального обнаружителя в каждом частотном канале. При этом число доплеровских каналов M в каждом частотном канале при равномерном законе распределения вероятностей величин j_l обычно равно числу импульсов в пачке: $M = N$. Тогда доплеровский интервал однозначности величины j_l [-p, p] разбивается на N доплеровских каналов, каждый из которых настроен на величину $y_{m(l)} = y_m = -p + Dy(m-1)$, , где $Dy = 2p/N$ – интервал неопределенности величины j_l. Тогда отношение правдоподобия для одного доплеровского канала в l

-м частотном канале имеет вид:

. (2.12)

Поскольку отраженный от движущейся цели сигнал попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов, объединение последних посредством линейного суммирования не представляется возможным, что приводит к необходимости раздельного обнаружения в каждом частотном канале. При этом для обнаружения сигнала в каждом частотном канале, учитывая монотонность функции (2.12), достаточно сравнить с пороговым уровнем величину в показателе экспоненты. Тогда алгоритм оптимального обнаружения многочастотного сигнала для *l*-го частотного канала имеет вид:

, , . (2.13)

Структурная схема оптимального многоканального обнаружителя многочастотных сигналов на основе алгоритма (2.13) для одного частотного канала приведена на рис. 2.2. При этом каждый частотный канал содержит *N* доплеровских каналов, в каждом из которых на основе поступающих входных отсчетов
$U_j(l)$
согласно алгоритму (2.13) производятся вычисления значений , а в каждом частотном канале осуществляется раздельное обнаружение отраженного от цели сигнала.

Рис. 2.2

Весовые коэффициенты (элементы матриц обработки) зависят от корреляционных свойств сигнала. Для случая медленных или совместных флюктуаций сигнала, соответствующих r_l=1, можно показать [10], что элементы матриц обработки в алгоритме оптимальной обработки многочастотного сигнала на основе выражения (2.11) с точностью до постоянного множителя имеют вид .

Тогда оптимальный алгоритм обработки многочастотного сигнала для случая медленных флюктуаций в *l*-м частотном канале принимает вид [10]:

.

Основой рассматриваемого алгоритма является когерентное накопление поступающих входных отсчетов $U_j^{(l)}$. Реализация такого алгоритма обработки также предполагает *N*-к анальное построение в каждом частотном канале, что приводит к необходимости производить раздельное обнаружение, сравнивая с пороговым уровнем величины

, , .

Использование свойств многочастотных сигналов при раздельной обработке сигналов, соответствующих различным несущим частотам, позволяет осуществлять в многоканальном устройстве обработки (рис. 2.2) однозначное измерение доплеровской частоты сигнала. В когерентно-импульсных РЛС, работающих в режиме высокой скважности, интервал однозначного измерения доплеровской частоты сигнала (±1/2*T*) оказывается существенно меньше доплеровской частоты отраженного сигнала. При использовании многочастотного зондирующего сигнала для расширения интервала однозначно измеряемых радиальных скоростей используем разностную доплеровскую частоту:

.

Разнос несущих частот f_p выбирается с учетом однозначного измерения максимально возможной радиальной скорости цели $v_{r\max}$:

.

При этом разнос несущих частот оказывается достаточным для обеспечения статистической независимости отраженных сигналов, соответствующих различным несущим частотам.

Однозначное измерение радиальной скорости в рассматриваемой системе осуществляется при обнаружении в двух смежных частотных каналах. Тогда разностный доплеровский сдвиг фазы определяется по номерам соответствующих доплеровских каналов [9]:

, .

Таким образом, на основе метода статистического синтеза получен оптимальный алгоритм обработки многочастотного сигнала для двух случаев – известных и неизвестных доплеровских сдвигов фаз j_l. Синтезированный алгоритм в частном случае для совместных флюктуаций приводится к известному виду на основе когерентного накопления поступающих отсчетов. В многоканальном варианте совместная обработка многочастотного сигнала позволяет осуществлять однозначное измерение во всем диапазоне реальных радиальных скоростей цели.

2.3. Квазиоптимальные обнаружители-измерители

многочастотных сигналов

В предыдущем разделе рассмотрен синтез оптимальных систем междупериодной обработки многочастотных сигналов, которые позволяют определить теоретический предел эффективности обнаружения многочастотных сигналов. При рассмотрении реальных ситуаций такие системы в силу возникающих принципиальных затруднений не реализуемы. Поэтому необходимо рассмотреть вопрос синтеза квазиоптимальных систем междупериодной обработки многочастотных сигналов, которые позволят технически реализовать преимущества многочастотных сигналов в вопросе повышения эффективности обнаружения и устранения проблемы совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости цели по сравнению с одночастотными сигналами.

При синтезе квазиоптимальных алгоритмов обработки многочастотных сигналов полагаем, что q_l>>1. При этом элементы эрмитовых корреляционных матриц $\mathbf{R}_l$ с учетом (2.6) имеют вид:

. (2.14)

Тогда с учетом выражения (2.14) можно найти обратные корреляционные матрицы $\mathbf{W}_l$, которые при введенном ограничении являются ленточно-диагональными матрицами с элементами:

;

. (2.15)

С учетом полученных элементов матриц $\mathbf{W}_l$ можно определить элементы матриц обработки $\mathbf{Q}_l$, которые определяют конкретный вид соответствующего алгоритма обнаружения многочастотного сигнала. Учитывая выражения (2.15), устанавливаем, что матрицы обработки

Q

l

также являются ленточно-диагональными матрицами с элементами:

;

. (2.16)

Полученные выражения определяют весовые коэффициенты в оптимальном алгоритме обработки многочастотного сигнала на основе выражения (2.11). Подставляя полученные элементы матриц обработки $\mathbf{Q}_l$ и не учитывая краевые эффекты при j=1 и N, выражение (2.11) представляем в виде [8]:

(2.17)

где ; .

Из выражения (2.17) следует, что для обнаружения многочастотных сигналов достаточно сравнить с пороговым уровнем величину:

, (2.18)

где ; .

Алгоритм (2.18) обнаружения многочастотных сигналов представляет собой взвешенную сумму двух типов алгоритмов междупериодной обработки. Основой первого слагаемого является некогерентное накопление, что соответствует центральной диагонали квадратичной формы. Второе слагаемое соответствует накоплению мультипликаций с номерами диагоналей квадратичной формы, равными . Поскольку накопление импульсов когерентной пачки для каждого частотного канала осуществляется с учетом значения доплеровского сдвига фазы j_l, то в синтезированном устройстве имеется возможность измерения радиальной скорости цели.

Рис. 2.3

Структурная схема, реализующая алгоритм междупериодной обработки (2.18) многочастотных сигналов, при любых значениях коэффициентов междупериодной корреляции сигнала представлена на рис. 2.3. Вклад каждого алгоритма обработки K_{1l} и K_{2l} определяется весовыми коэффициентами C_{1l} и C_{2l}, которые зависят от корреляционных свойств отраженного многочастотного сигнала. Рассмотрим крайние случаи скорости флюктуаций сигнала.

2.3.1. Обнаружитель на основе некогерентного накопления. В случае быстро флюктуирующего сигнала коэффициенты междупериодной корреляции r

l

®0. Так как

q

l

>>1, весовые коэффициенты в (2.17) также

C

1

l

®1,

C

2

l

®0. Тогда выражение (2.17) можно представить в виде:

,

что соответствует решающей статистике:

, (2.19)

где $\mathbf{Q}_l=\mathbf{I}$ матрицы обработки для всех частотных каналов.

Алгоритм (2.19) обработки многочастотного сигнала реализует суммирование результатов некогерентного накопления входных отсчетов в каждом частотном канале. Таким образом, в частном случае при r_l®0 (быстро флюктуирующий сигнал) синтезированный квазиоптимальный алгоритм обработки (2.18) многочастотного сигнала сводится к ранее известному алгоритму обработки многочастотного сигнала [3].

Рис. 2.4

Структурная схема, реализующая алгоритм междупериодной обработки (2.19) многочастотного сигнала, представлена на рис. 2.4, где БО – блок объединения, который вычисляет сумму квадратов проекций входных отсчетов $U_j^{(l)}$, а при аналоговой обработке блок объединения – это амплитудный детектор; Н – междупериодный накопитель, который может быть реализован по двум схемам [9]: при неизвестном начале пачки – это скользящий сумматор, а при дискретном сканировании антенного луча накопление можно осуществлять с помощью одного блока задержки на период повторения импульсов в коммутируемой цепи обратной связи.

2.3.2. Когерентный обнаружитель многочастотных сигналов. Исключению первого слагаемого в алгоритме (2.17) соответствует условие

C

1

l

£0, при котором коэффициенты междупериодной корреляции сигнала , что с учетом

q

l

>>1 приводит к r

l

®1, т. е. к случаю медленно флюктуирующего сигнала, имеющего место на практике, поскольку реально D

f

l

T<

0,01. Полагая, что излучаемая мощность между частотными каналами распределена равномерно т. е.
q
l
=
q
, а также, учитывая что r
l
=r, выражение (2.17) можно представить в виде [8]:

, (2.20)

где коэффициенты – , , , .

Из выражения (2.20) следует, что для обнаружения отраженного многочастотного сигнала достаточно сравнить с пороговым уровнем величину:

. (2.21)

В синтезированный алгоритм междупериодной обработки многочастотного сигнала входят доплеровские сдвиги фаз j_l, которые обусловлены отражением сигнала от движущейся цели. Поскольку в реальных ситуациях радиальная скорость цели неизвестна, то дальнейший вид алгоритма обработки многочастотного сигнала зависит от способа преодоления априорной неопределенности, возникающей за счет отсутствия данных о значениях j $_l$.

Традиционным способом преодоления априорной неопределенности является построение многоканальных систем [6]. Так как доплеровский сдвиг фаз j_l измеряется в интервале [0, 2p], ширина полосы пропускания каждого доплеровского канала Dy
l

=Dy=2p/
N
. При этом величина Dy и, следовательно, число доплеровских каналов зависят от необходимой точности измерения радиальной скорости цели и могут определяться величиной межканальных потерь в эффективности. Каждый доплеровский канал настроен на величину y

m
(
l
)
=y
m
=(
m
–1)Dy, . При этом неопределенность величин j
l
ограничивается шириной полосы пропускания Dy каждого доплеровского канала. Полагая равномерное распределение величин j
l
в интервале Dy:

проводим соответствующее усреднение, что позволит устранить неопределенность величины j_l в интервале Dy. Тогда алгоритм обработки для *l*-го частотного канала имеет вид:

,

где – весовые коэффициенты, учитывающие ширину доплеровского канала.

Рассмотрим другой вариант многоканального алгоритма обработки многочастотного сигнала на основе выражения (2.21), при котором неизвестные значения доплеровских сдвигов фаз j_l заменяются величинами $y_m^{(l)}=y_m=(m–1)Dy$, . Тогда алгоритм обработки многочастотного сигнала в *l*-м частотном канале имеет вид:

(2.22)

где ; .

Рис. 2.5

Структурная схема многоканального обнаружителя многочастотных сигналов, реализующего алгоритм (2.22), приведена на рис. 2.5. Устройство осуществляет раздельную по *l* обработку цифровых кодов $U_j^{(l)}$ и содержит блок задержки на период повторения *T*, блок комплексного сопряжения (*), комплексный умножитель (), междупериодный накопитель Н.

Особенностью данной многоканальной системы обработки многочастотных сигналов является одноканальное когерентное накопление входных отсчетов $U_j^{(l)}$. При этом, как и в случае оптимальной системы обработки, представленной на рис. 2.2, в устройстве имеется возможность однозначного измерения радиальной скорости цели во всем диапазоне.

Рис. 2.6

На рис. 2.6 представлена структурная схема блока комплексного умножения, который вычисляет произведение комплексно-сопряженных соседних отсчетов $U_j^{(l)}$. Для этого необходимо выполнить четыре операции умножения и две операции сложения.

Рис. 2.7

На рис. 2.7 приведена структурная схема комплексного междупериодного накопителя Н, который содержит два канала для накопления вещественной и мнимой частей комплексной величины $U_{j-1}^{(l)*}U_j^{(l)}$ (I, II).

2.3.3. Адаптивный обнаружитель многочастотных сигналов. Более совершенным способом преодоления априорной неопределенности является замена неизвестных значений доплеровских сдвигов фаз j

l

их состоятельными оценками . В этом случае алгоритм (2.21) определяет структуру адаптивной обработки многочастотных сигналов и может быть представлен в виде:

. (2.23)

Для реализации адаптивного алгоритма обработки (2.23) многочастотных сигналов необходимо в каждом частотном канале находить оценки величин , для нахождения которых можно использовать метод максимального правдоподобия, поскольку оцениваемый параметр является неслучайной действительной величиной [11].

Согласно методу максимального правдоподобия необходимо решить уравнение максимального правдоподобия, которое для рассматриваемой системы адаптивной обработки на основе выражения (2.23) с учетом статистической независимости отраженных сигналов, соответствующих различным несущим частотам, эквивалентно системе *L* независимых уравнений:

, ,   (2.24)

где являются сомножителями выражения (2.20) и могут быть представлены в виде:

, .

Подставляя данные выражения в систему уравнений (2.24) и выполняя операции логарифмирования и дифференцирования, систему уравнений (2.24) записываем в следующем виде:

, .   (2.25)

Для определения алгоритма оценки величин решим уравнения системы (2.25) независимо друг от друга. Тогда для *l*-го частотного канала алгоритм оценки имеет вид:

, .   (2.26)

Таким образом, на основе метода статистического синтеза и, в частности, метода максимального правдоподобия получен адаптивный алгоритм обработки многочастотных сигналов на основе алгоритмов (2.23) и (2.26), отличительной чертой которого являются одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряженных соседних импульсов и вычисление по результатам накопления в каждом частотном канале оценок величин на основе алгоритма (2.26). При этом адаптация к доплеровским сдвигам фаз в каждом частотном канале позволяет осуществлять объединение последних на основе линейного суммирования.

2.3.4. Инвариантный обнаружитель многочастотных сигналов. Традиционным решением задачи синтеза инвариантных систем обработки является усреднение отношения правдоподобия. Тогда для синтеза инвариантного к доплеровским сдвигам фаз алгоритма обработки многочастотных сигналов необходимо произвести соответствующее интегрирование в алгоритме (2.20). Предполагая, что доплеровские сдвиги фаз j $_l$ имеют равномерное распределение в интервале [-p, p], записываем:

.

Для приведения данного многомерного интеграла к табличной форме необходимо представить показатель экспоненты в подынтегральном выражении в следующем виде:

.

Учитывая, что и , окончательно получаем:

.

Учитывая статистическую независимость отраженных сигналов, соответствующих различным частотам, можно представить многомерный интеграл в следующем виде:

.

Полученный интеграл сводится к табличной форме и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка. Так как обычно при междупериодной обработке x>> 1, функция $I_0(x)$»e *x*

. Тогда используя данное приближенное равенство, можно записать:

.

При этом для обнаружения многочастотного сигнала достаточно сравнивать с пороговым уровнем величину:

. (2.27)

Таким образом, на основе метода статистического синтеза получен алгоритм обработки (2.27), который определяет структуру обнаружителя многочастотных сигналов, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз, отличительной чертой которого является одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряженных соседних импульсов с последующим объединением модулей выходных величин частотных каналов.

2.3.5. Синтез измерителей радиальной скорости цели. В алгоритмах обработки многочастотных сигналов (2.23) и (2.27) в

l

-м частотном канале результат перемножения соседних отсчетов

U

j
(
l
)

зависит от доплеровской частоты сигнала

F

д
(

/

)

, поэтому в данных обнаружителях имеется возможность измерения радиальной скорости цели. В связи с этим, рассмотрим синтез алгоритмов однозначного измерения радиальной скорости цели в многочастотных когерентно-импульсных РЛС одновременного излучения, работающих в режиме высокой скважности.

Для синтеза алгоритма оценки используем метод максимального правдоподобия и рассмотрим частный случай системы уравнений максимального правдоподобия (2.24) при L=1 (одночастотный сигнал):

,

которую с учетом выражения (2.20) при L=1 и после соответствующих преобразований можно представить в виде:

.

После выполнения операций логарифмирования и дифференцирования можно записать:

,

решение данного уравнения имеет вид:

.

Однозначное измерение доплеровской фазы сигнала при этом осуществляется в интервале [-p/2, p/2]. Для расширения данного интервала до интервала [-p, p] следует использовать известные логические операции [12]:

(2.28)

Как уже отмечалось, в когерентно-импульсных РЛС однозначное измерение доплеровской частоты сигнала можно осуществлять в интервале ±1/2*T*, что в случае работы РЛС в режиме высокой скважности существенно меньше доплеровской частоты отраженного сигнала.

Применение многочастотного сигнала позволяет расширить интервал однозначного измерения радиальной скорости цели. Для этого необходимо на основе совместной обработки отраженных сигналов, соответствующих различным несущим частотам, определять разности доплеровских фаз соседних частотных каналов.

При L=2 (двухчастотный сигнал) система уравнений максимального правдоподобия (2.24) с учетом (2.25) имеет вид:

При совместном решении данной системы уравнений алгоритм оценки величины имеет вид:

.

Тогда алгоритм оценки разности доплеровских фаз соседних частотных каналов при L=2 :

.

При этом оценка разностной доплеровской частоты сигнала определяется из соотношения , что с учетом известного выражения позволяет найти алгоритм однозначной оценки радиальной скорости цели:

,

где .

При соответствующем выборе величины разноса несущих частот для обеспечения статистической независимости отраженных сигналов и однозначного измерения радиальной скорости цели применение двухчастотного сигнала в случае когерентно-импульсных РЛС, работающих в режиме высокой скважности, позволяет решить проблему однозначного измерения радиальной скорости цели, так как

.

При этом интервал однозначно измеряемых радиальных скоростей цели расширяется по сравнению с одночастотным сигналом в $f_1/\mathrm{D}f$ раз и сохраняется однозначность измерения дальности, которая обеспечивается соответствующим выбором периода повторения импульсов T.

При $L>2$ имеется возможность определять совокупность оценок разностей доплеровских сдвигов фаз соответствующих соседних частотных каналов. Непосредственное усреднение данных оценок, с учетом цикличности фазовых отсчетов, приводит к ошибочным результатам. Исключить подобные ошибки можно, используя усреднение тригонометрических функций [13]. Тогда с учетом выражения (2.25) для соответствующих смежным частотным каналам величин и найдем:

.

Полагая эквидистантную расстановку несущих частот (), производим усреднение:

,

которое позволяет найти усредненное значение оценки доплеровского сдвига фазы отраженного сигнала:

. (2.29)

Тогда алгоритм однозначной оценки радиальной скорости для случая многочастотного сигнала с числом несущих частот $L>2$ может быть представлен в виде:

, (2.30)

где .

Таким образом, при использовании многочастотного зондирующего сигнала на основе метода максимального правдоподобия получен алгоритм (2.30) однозначной оценки радиальной скорости в необходимом диапазоне реальных скоростей радиолокационных целей, отличительной чертой которого является усреднение значений оценок доплеровских сдвигов фаз отраженного многочастотного сигнала.

2.4. Структурные схемы квазиоптимальных

обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов

В предыдущем разделе на основе метода статистического синтеза и, в частности, метода максимального правдоподобия синтезированы алгоритмы междупериодной обработки многочастотных сигналов и новый алгоритм однозначного измерения радиальной скорости цели. Их совместное использование для решения задачи совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости приводит к новым структурным схемам квазиоптимальных обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов.

Структурная схема адаптивного в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз обнаружителя-измерителя многочастотных сигналов, реализующая адаптивный алгоритм обработки многочастотного сигнала (2.23) совместно с (2.26) и алгоритм однозначного измерения радиальной скорости цели на основе выражений (2.28) – (2.30), представлена на рис. 2.8 [14].

Адаптивный обнаружитель-измеритель многочастотных сигналов осуществляет в каждом частотном канале одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряженных соседних входных отсчетов $U_j^{(l)}$. Далее на основе вычислителя модуля ВМ и делителей Д вычисляются оценки , использование которых в алгоритме обнаружения позволяет объединять результаты обработки частотных каналов на основе линейного суммирования. Совместная обработка оценок в блоке измерения приводит к вычислению оценок . После соответствующего усреднения в вычислителе фазы, который реализует алгоритм (2.29) и логические операции (2.28), определяется усредненное значение оценки . При превышении порогового уровня обнаружения u_0 сигнал с выхода порогового блока ПБ открывает ключ К, пропуская оценку v_r, и используется для автосъема дальности.

Структурная схема обнаружителя-измерителя многочастотных сигналов, реализующая алгоритм обработки, инвариантный к доплеровским сдвигам фаз (2.27), и алгоритм однозначного измерения радиальной скорости цели на основе выражений (2.28) – (2.30), представлена на рис. 2.9 [15].

Рис. 2.9

Обнаружитель-измеритель многочастотных сигналов, инвариантный к доплеровским сдвигам фаз, работает следующим образом. Сумма произведений комплексно-сопряженных соседних отсчетов поступает на вычислитель модуля ВМ, результат вычислений которого суммируется с аналогичными результатами других частотных каналов и поступает на пороговый блок ПБ. На входы блока измерения, в отличие от адаптивного обнаружителя-измерителя многочастотных сигналов, подаются непосредственно результаты накоплений частотных каналов X_l. Вычислитель фазы ВФ помимо алгоритма (2.29) реализует логические операции (2.28). При превышении порогового уровня обнаружения

u

$_0$

сигнал с выхода порогового блока ПБ открывает ключ К, пропуская оценку

v

$_r$

, и используется для автосъема дальности.

В состав адаптивного и инвариантного к доплеровским сдвигам фаз обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов входят вычислитель модуля, который вычисляет модуль суммы произведений комплексно-сопряженных соседних входных отсчетов $U_j^{(l)}$, и вычислитель фазы. Структурная схема вычислителя фазы приведена на рис. 2.10.

Вычислитель фазы работает следующим образом. Значения величин и (в адаптивном обнаружителе-измерителе значения величин и) поступают на соответствующие входы вычислителя фазы, где на основе делителя Д и функционального преобразователя ФП определяется величина . Последующие преобразования оценки зависят от знака величины *a*. При $a^{3}0$ открыт ключ К2 и оценка через сумматор непосредственно поступает на выход вычислителя фазы. При *a*<0 открыт ключ К1, а второй ключ закрыт. При этом в модульном блоке образуется величина ê ê, которая вычитается из величины р. Далее величина

b

умножается на постоянный множитель

K

с целью масштабирования и дальнейшего ограничения в ограничителе (±1) по уровню ± 1. Таким образом, после ограничения величина на выходе ограничителя имеет смысл знака величины

b

, которая при поступлении на вход блока умножения, присваивается разности р - .

Рис. 2.10

Основными достоинствами предложенных структурных схем адаптивного обнаружителя-измерителя многочастотных сигналов (см. рис. 2.9) и обнаружителя-измерителя, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз многочастотных (рис. 2.10) сигналов, являются:

– возможность обнаружения цели по результатам совместной обработки отраженных сигналов, соответствующих различным несущим частотам;

– одноканальное когерентное накопление, позволяющее существенно упростить техническую реализацию обнаружителя, по сравнению с традиционными многоканальными системами, и открывающее возможность измерения радиальной скорости цели;

– возможность однозначного измерения радиальной скорости цели по результатам совместной обработки результатов вычислений частотных каналов в многочастотных когерентно-импульсных РЛС одновременного излучения, работающих в режиме высокой скважности.

При этом появление в настоящее время быстродействующих цифровых процессоров обработки сигналов делает возможным цифровую реализацию предлагаемых систем обнаружения-измерения многочастотных радиолокационных сигналов на основе микропроцессорных систем, применение которых позволяет свести к минимуму аппаратные затраты при реализации системы обработки отраженных сигналов, значительно увеличить ее надежность, существенно уменьшить массу и габариты системы в целом.

2.5. Заключение

В данной главе рассмотрен синтез систем междупериодной обработки многочастотных сигналов для многочастотных когерентно-импульсных РЛС одновременного излучения, работающих в режиме высокой скважности. В качестве метода синтеза применялся статистический синтез, в частности метод максимального правдоподобия, на основе которого получены оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы обработки многочастотных сигналов. Кроме того, синтезированы системы совместного обнаружения-измерения многочастотных сигналов, осуществляющих одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряженных соседних отсчетов. При этом независимая обработка исходных отсчетов в каждом частотном канале с их последующим объединением позволяет однозначно измерять радиальную скорость в существенно большем диапазоне по сравнению с одночастотными системами при сохранении однозначного измерения дальности.

3. АНАЛИЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ-ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

3.1. Оптимальные системы обнаружения

Рассмотрим анализ характеристик обнаружения и порогового отношения сигнал/шум оптимальных систем междупериодной обработки многочастотных сигналов на фоне некоррелированного (внутреннего) шума. При анализе также считаем, что соответствующим разносом несущих частот обеспечивается статистическая независимость сигналов в различных частотных каналах.

Алгоритм оптимальной обработки многочастотного сигнала, полученный на основе метода статистического синтеза, определяется с помощью выражения (2.11) и имеет вид:

.

На рис. 2.1 приведена структурная схема оптимального обнаружителя многочастотных сигналов, реализующая данный алгоритм. При этом весовые коэффициенты в соответствующих частотных каналах определяются элементами матриц обработки , которые вычисляются на основе обратных корреляционных матриц , где элементы , , и могут быть определены только для случая полностью известных корреляционных параметров отраженного сигнала.

Для расчета характеристик обнаружения необходимо найти распределение случайной величины *u*, получаемой на выходе системы оптимальной обработки многочастотного сигнала (рис. 2.1). При этом используем универсальную методику анализа на основе метода характеристических функций [16]. Характеристическая функция величины
u
при нормальном распределении вектора
U
l
определяется непосредственным интегрированием с учетом выражения (2.8):

.   (3.1)

С помощью преобразования Фурье характеристической функции, определяемой выражением (3.1), плотность вероятности величины *u* определяется в виде:

.   (3.2)

Дальнейший анализ зависит от метода приведения определителя в подынтегральном выражении к более удобному для исследования виду. Известно [15] два метода приведения – метод собственных значений и метод следа. Метод следа позволяет получить приближенное выражение для плотности вероятности *w*(*u*) на основе использования ряда Эджворта или для распределений, сильно отличающихся от нормального – ряда Лагерра. При этом точность аппроксимации плотности вероятности
w
(
u
) зависит от числа членов применяемого ряда.

В отличие от метода следа, применение метода собственных значений для приведения определителя к более удобному для интегрирования виду позволяет получить точное выражение для плотности вероятности *w*(*u*). Тогда характеристическую функцию (3.1) можно представить в виде:

,   (3.3)

где $l_j^{(l)}$ – собственные значения матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, .

Для случая многочастотных сигналов (L³2) собственные значения матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, , являются кратными $l_j^{(l)}$

=l

j

, , причем кратность числа l

j

равна

L

. Обобщим рассмотренный в [16, 17] точный метод расчета характеристик обнаружения при наличии кратных собственных значений на случай многочастотных сигналов.

Точное выражение для искомой плотности вероятности $w(u)$ получается при интегрировании в соотношении (3.2) с использованием метода вычетов и с учетом выражения (3.3):

,

где K – число различных положительных собственных значений матрицы $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, не равных нулю.

Тогда вероятность превышения порога u_0 величиной u может быть представлена в виде:

. (3.4)

Вероятность ложной тревоги *F* определяется на основе выражения (3.4) при условии q_l= 0, что соответствует использованию собственных значений матриц , . При этом собственные значения определяются как $l_1(l) = l_{1ш}(q_l)$, $l_j(l) = 0$, . Вероятность правильного обнаружения *D* определяется при условии q_l ¹0, что соответствует использованию в выражении (3.4) собственных значений матриц . При этом собственные значения определяются как $l_1(l) = l_{1c}(q_l)$, $l_j(l) = 0$, .

На практике скорость движения цели является неизвестной, что предполагает многоканальное построение алгоритма обработки в каждом частотном канале. При этом алгоритм оптимальной обработки многочастотного сигнала для случая неизвестных значений величин j$_l$, полученный на основе метода статистического синтеза, определяется из выражения (2.13) и имеет в *l*-м частотном канале вид:

, , , (3.5)

где элементы матрицы обработки в соответствующем доплеровском канале определяются выражениями , которые также зависят от корреляционных свойств отраженного сигнала.

Структурная схема оптимального обнаружителя многочастотных сигналов для случая неизвестных значений доплеровских сдвигов фаз j$_l$ приведена на рис. 2.2. Так как доплеровские каналы системы обработки инвариантны относительно некоррелированного (внутреннего) шума, то пороговые уровни обнаружения , а вероятности ложной тревоги одинаковы и равны

F

1

l

. Вероятности правильного обнаружения в частотных каналах

D

l

зависят от соответствующих расстроек между величинами j

l

и ближайшими к ним значениями .

Для определения вероятностей F_{1l} и D_l находим характеристическую функцию величины $u_m^{(l)}$, которая при использовании метода собственных значений имеет вид:

,

где $l_j^{(lm)}$ – собственные значения матрицы $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_{lm}$.

Последующие вычисления интеграла (3.3) и вероятности превышения порога u_0 величиной $u_{m(l)}$ с учетом некратных собственных значений $l_{j(lm)}$ приводят к выражению:

, (3.6)

на основе которого вычисляются вероятности ложной тревоги F_{1l} и правильного обнаружения D_l при использовании собственных значений $l_{j(lm)}$ соответственно матриц и . При этом собственные значения определяются как $l_{1ш(lm)} = l_{1ш}(q_l)$, l_j

ш(
lm
)
=0, , и l
1
c(
lm
)
=l
1
c(
l
)
(
q
l
), l
j
c
(
lm
)
=0, . Тогда расчет вероятности ложной тревоги в каждом доплеровском канале
F
1
l
, с учетом полученных собственных значений l
1
ш
(
q
l
), соответствует условию
F
1
l
»
F
1
и пороговым уровням обнаружения .

При вычислении порогового уровня обнаружения u_0 необходимо задавать вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском канале
F

1

, которая связана с вероятностью ложной тревоги

F

для всей многоканальной системы выражением:

. (3.7)

Из выражения (3.7) следует, что вероятность ложной тревоги в одном доплеровском канале равна F_1»F/LM.

Вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах с учетом условия статистической независимости сигналов в каждом из них равна . Тогда для многоканальной системы вероятность правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале имеет вид:

. (3.8)

На рис. 3.1 приведены характеристики обнаружения оптимальной системы обработки многочастотных сигналов на основе алгоритма (2.11), рассчитанные в соответствии с выражением (3.4). Характеристики обнаружения оптимальной многоканальной системы обработки многочастотных сигналов для случая неизвестных значений обработки (3.5), рассчитанные в соответствии с выражениями (3.6)-(3.8) при условии j_1=y_m, показаны на рис. 3.2.

Расчеты характеристик обнаружения (рис. 3.1 и 3.2) соответствуют следующим параметрам: вероятности ложной тревоги для всей системы обработки F=10^{-6}; числу импульсов в пачке каждой частотной составляющей

N

=20, числу доплеровских каналов в каждом частотном

Рис. 3.1

Рис. 3.2

канале M=N=20, отношению несущих частот r_2=f_2/f_1=0,95, r_3=f_3/f_1=0,9 и равномерному распределению излучаемой мощности между частотными каналами, при котором $q_l = q/L$, где q – отношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму. Кроме того, при расчете использовались совместные флюктуации сигнала ($r_l(j,k)$=1), которые являются предельным случаем рассмотренных в первой главе медленных флюктуаций, описываемых экспоненциальной функцией корреляции . Отличия в величине пороговых отношений сигнал/шум для обеих моделей флюктуаций при нормированной ширине спектра $\Delta f_l T \le 0{,}01$, D=0,9 и L>1 не превосходят долей децибела.

Применение многочастотного сигнала в области больших вероятностей D>0,5, как видно из приведенных кривых (рис. 3.1 и 3.2), позволяет уменьшить известные потери, присущие одночастотному медленно флюктуирующему сигналу. Это объясняется тем, что вероятность одновременного замирания на нескольких частотах оказывается меньше, чем на одной частоте. Так как при статистической независимости отраженных компонент многочастотного сигнала максимумы диаграмм вторичного излучения цели на различных частотах смещены относительно друг друга, то это приводит к уменьшению изрезанности суммарной диаграммы вторичного излучения и, следовательно, к уменьшению относительной величины флюктуаций отраженного сигнала.

На рис. 3.3 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум при D=0,9 и D=0,5 от числа частотных каналов L для рассматриваемых оптимальных систем обработки многочастотного сигнала $M=N$, $j_1=y_m$ и при тех же значениях параметров F и N. При этом сплошные линии соответствуют оптимальным многочастотным системам при полностью известных параметрах отраженного сигнала, которые характеризуются предельной эффективностью в обнаружении сигнала от цели для данного класса систем, пунктирные – оптимальным многочастотным системам при неизвестных значениях доплеровских сдвигов фаз. Из сравнения сплошных и пунктирных кривых на рис. 3.3 следует, что обусловленное априорной неопределенностью величин j_l многоканальное построение системы обработки приводит к незначительным (менее 0,4 дБ) проигрышам в величине порогового отношения сигнал/шум.

Рис. 3.3

Рис. 3.4

На рис. 3.4 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровского сдвига фазы j_1 в первом частотном канале для оптимальной системы обработки на основе алгоритма (3.5) при *L*=2, прежних значениях *D*, *F*, *N* и различном числе доплеровских каналов *M*. Минимумы кривых соответствуют условию $j_1 = y_m$. В остальных случаях имеют место незначительные межканальные потери, не превосходящие 0,3 дБ при $M = N = 20$. При сокращении числа каналов ($M = N/2 = 10$) межканальные потери увеличиваются до 0,8 дБ. Кроме того, при сокращении доплеровских каналов в каждом частотном канале увеличивается интервал неопределенности Dy величины j_l, что приводит к уменьшению точности измерения радиальной скорости цели.

3.2. Квазиоптимальные системы обнаружения

3.2.1. Многоканальные по доплеровской частоте обнаружители. Как уже отмечалось, весовые коэффициенты в оптимальных алгоритмах обработки многочастотных сигналов зависят от априорно неизвестных корреляционных свойств сигнала и доплеровского смещения частоты (скорости цели), что вызывает известные трудности при реализации оптимальных систем.

Существенно проще оптимальных систем является многоканальный по доплеровской частоте квазиоптимальный алгоритм обработки многочастотных сигналов на основе выражения (2.22), структурная схема которого приведена на рис. 2.5 и реализована на основе одноканального когерентного накопления попарных произведений поступающих отсчетов. Для анализа характеристик обнаружения данной системы представим алгоритм (2.22) в виде квадратичной формы:

, (3.9)

где элементы матриц обработки , , остальные элементы равны 0, , .

Расчет характеристик обнаружения рассматриваемой многоканальный по доплеровской частоте системы обработки многочастотных сигналов осуществляется в соответствии с выражениями (3.6)-(3.8). При этом собственные значения матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_{lm}$ рассчитываются с учетом выше приведенных элементов матриц обработки .

Для сравнительного анализа рассмотрим характеристики обнаружения известного алгоритма обработки многочастотных сигналов, который для случая медленно флюктуирующего сигнала реализуется на основе когерентного накопления поступающих отсчетов и имеет в *l*-м частотном канале вид:

. (3.10)

При этом расчет характеристик обнаружения систем с когерентным накоплением можно провести без использования метода характеристических функций. Тогда с учетом того, что вероятности правильного обнаружения во всех частотных каналах равны (D_l=D_1), выражение, связывающее вероятности правильного обнаружения
D

1
и ложной тревоги
F

1
в соответствующем доплеровском канале с учетом выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум при когерентном накоплении, имеет вид:

.

Учитывая выражения (3.7), (3.8), записываем вероятность правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале:

. (3.11)

Тогда величина порогового отношения сигнал/шум, определяющая эффективность такой системы, определяется на основе выражения (3.11):

.

На рис. 3.5 приведены характеристики обнаружения квазиоптимальной многоканальной по доплеровской частоте системы обработки многочастотных сигналов на основе одноканального когерентного накопления (3.9), которые рассчитаны в соответствии с выражениями (3.6)-(3.8) при условии j_1=y_m с учетом совместных флюктуаций сигнала (r_l(*j,*
k
)
=1). При этом отличие в величине порогового отношения сигнал/шум по сравнению с

экспоненциальной функцией корреляции при нормированной ширине спектра D *f* / *T* £0,01, *D* =0,9 и *L* >1 не превосходит долей децибела.

На рис. 3.6 приведены характеристики обнаружения системы обработки многочастотных сигналов на основе многоканального когерентного накопления (3.10), которые рассчитаны в соответствии с

Рис. 3.5

Рис. 3.6

Рис. 3.7

Рис. 3.8

выражением (3.11). При расчете характеристик обнаружения (рис. 3.5 и 3.6) значения *F* и *N* аналогичны параметрам расчета оптимальных систем.

В области больших вероятностей: *D*>0,5 (рис. 3.5 и 3.6) применение рассматриваемых алгоритмов по сравнению с одночастотным медленно флюктуирующим сигналом позволяет получить эффект, аналогичный случаю оптимальных систем.

На рис. 3.7 при тех же значениях *F* и *N* приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум для многоканальных по доплеровской частоте систем обработки многочастотных сигналов. Сплошные линии соответствуют многочастотным системам на основе одноканального когерентного накопления, пунктирные – многочастотным системам на основе многоканального когерентного накопления. Системы квазиоптимальной обработки многочастотных сигналов (сплошная кривая при *D* =0,9) при использовании количества несущих частот *L* =2¸4 имеют выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум 3-3,5 дБ по сравнению с обработкой одночастотного сигнала (

L =1). По сравнению с системой многоканального накопления (пунктирная кривая при *D* =0,9) имеются незначительные потери в эффективности обнаружения, которые не превосходят 1 дБ при *L* =1¸3. При этом техническая реализация системы многоканального накопления является более сложной по сравнению с квазиоптимальной системой обработки на основе одноканального когерентного накопления произведений комплексно-сопряженных соседних входных отсчетов [алгоритм (3.9)].

На рис. 3.8 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от значения доплеровского сдвига фазы j_1 в первом частотном канале для системы квазиоптимальной обработки многочастотного сигнала на основе алгоритма (3.9) при *L* =2, прежних значениях параметров *D*, *F*, *N* и различном числе доплеровских каналов *M*. Минимумы кривых соответствуют условию j_1 =y_m. В остальных случаях имеют место межканальные потери, которые не превосходят 0,5 дБ для случая, когда число доплеровских каналов равно числу импульсов в пачке (*M* = *N* =20). При этом сокращение числа доплеровских каналов (*M* = *N* /2=10) в каждом частотном канале приводит к возрастанию межканальных потерь до 1 дБ.

3.2.2. Одноканальные по доплеровской частоте обнаружители. В первой главе на основе метода статистического синтеза с учетом реальной модели отраженного сигнала получены квазиоптимальные алгоритмы обработки многочастотных сигналов – адаптивные и инвариантные к доплеровским сдвигам фаз j

l

, отличительной чертой которых помимо одноканального когерентного накопления произведений комплексно-сопряженных соседних отсчетов является объединение результатов вычислений частотных каналов на основе линейного суммирования. Далее рассмотрим анализ характеристик обнаружения данных систем обработки многочастотных сигналов.

Адаптивный к доплеровским сдвигам фаз j_l алгоритм обработки многочастотных сигналов (выражение 2.23) имеет вид:

. (3.12)

Для анализа характеристик обнаружения синтезированной адаптивной системы обработки многочастотных сигналов необходимо определить матрицу обработки *l*-го частотного канала

G

l

размерностью

N

´

N

.

Учитывая, что в процессе адаптации неизвестные величины заменяются их оценками максимального правдоподобия , для определения матрицы обработки $\mathbf{G}_l$ необходимо произвести усреднение выражения (3.12) с использованием асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия. Используя свойство асимптотической нормальности распределения со средним значением и дисперсией [19], проводим соответствующие вычисления для

l

-го частотного канала:

.

Для приведения данных интегралов к табличному виду произведем замену переменных и . С учетом замены переменных и последующих преобразований выражение для u_l имеет вид:

.

Данный интеграл сводится к табличному виду, с учетом которого после соответствующих преобразований выражение для u_l имеет вид:

. (3.13)

Учитывая асимптотическую эффективность оценки максимального правдоподобия, для нахождения дисперсии применяем выражение Рао-Крамера [20], в соответствии с которым:

, (3.14)

где – плотность вероятности вектора U_l, которая определяется выражением (2.1). Для определения дисперсии проведем соответствующие вычисления в выражении (3.14). Логарифм выражения (2.1) имеет вид:

, (3.15)

где .

Дважды дифференцируя выражение (3.15) с учетом элементов обратных матриц и последующим статистическим усреднением, допуская, что величина и элементы её определяются из (2.2), выражение (3.14) можно представить в виде:

,   (3.16)

где символом sp обозначается след матрицы, элементы матрицы $\mathbf{B}_l$ определяются как , где – алгебраическое дополнение элемента .

Таким образом, алгоритм обработки (3.12) с учетом выражения (3.13) для анализа представлен в виде квадратичной формы:

,   (3.17)

где $\mathbf{G}_l$ – матрица адаптивной обработки многочастотного сигнала в l-м частотном канале, элементы которой определяются соотношением , , иначе , причем дисперсия определяется на основе выражения (3.16).

Далее для расчета характеристик обнаружения используем метод характеристических функций. Учитывая, что собственные значения $l_j^{(l)}$, , матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{G}_l$, не кратны, вероятность превышения порога u_0 величиной u_l определяем на основе выражения (2.6), которое для данного случая может быть представлено в виде:

,   (3.18)

где K – число положительных значений l_j вектора $\mathbf{l}=\{\mathbf{l}_1,\ldots,\mathbf{l}_L\}$, $\mathbf{l}_l=\{\mathrm{l}_j^{(l)}\}$.

При расчете вероятности ложной тревоги F (определение величины порога u_0), учитывая, что адаптивный алгоритм обработки многочастотных сигналов на основе выражений (2.23) и (2.26) эквивалентен вычислению огибающей результата одноканального когерентного накопления входных отсчетов (), собственные значения $\mathrm{l}_j^{(l)}$ можно рассчитывать на основе матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, где элементы матриц $\mathbf{Q}_l$ определяются соотношением , , иначе , которые затем подставляются в выражение (3.4). Для расчета вероятности правильного обнаружения D используется выражение (3.18). При этом собственные значения $\mathrm{l}_j^{(l)}$ матриц $\mathbf{R}_l\mathbf{G}_l$ рассчитываются с учетом определенных элементов матриц обработки $\mathbf{G}_l$.

Алгоритм обработки многочастотных сигналов, инвариантный в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз, имеет вид:

. (3.19)

Для анализа характеристик обнаружения рассматриваемой системы обработки многочастотных сигналов необходимо представить выражение (3.19) в виде квадратичной формы:

, (3.20)

где $\mathbf{Q}_l$ – матрица обработки многочастотного сигнала в l-м частотном канале, элементы которой , , иначе .

Таким образом, для анализа характеристик обнаружения системы, инвариантной к доплеровским сдвигам фаз, можно применять метод характеристических функций. Для расчета вероятностей ложной тревоги *F* и правильного обнаружения *D* используется выражение (3.4). При этом собственные значения l

j
(
l
)
матриц
R
l
Q
l
рассчитываются с учетом определенных элементов матриц обработки
Q
l
.

На рис. 3.9 приведены характеристики обнаружения квазиоптимальных многочастотных систем обработки, адаптивных в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз, а на рис. 3.10 – характеристики обнаружения систем обработки многочастотных сигналов, инвариантных к доплеровским сдвигам фаз, которые рассчитаны для любых значений j_l и с учетом совместных флюктуаций сигнала ($r_l(j,k)=1$). При этом отличие в величине порогового отношения сигнал/шум (рис. 3.9 и 3.10), по сравнению с экспоненциальной функцией корреляции, при нормированной ширине спектра D

f/T £0,01, D=0,9 и L>1 не превосходит долей децибела. При расчете характеристик обнаружения значения F, N, r_2 и r_3 аналогичны параметрам расчета оптимальных систем.

В области больших вероятностей D>0,5, (рис. 3.9 и 3.10) применение рассматриваемых алгоритмов обработки многочастотных сигналов по сравнению с одночастотным медленно флюктуирующим сигналом позволяет получить эффект, аналогичный случаю оптимальных систем.

На рис. 3.11 для тех же значений F и N приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от количества используемых несущих частот. Сплошные линии соответствуют инвариантным системам

Рис. 3.9

Рис. 3.10

Рис. 3.11

обработки на основе алгоритма (3.19), пунктирные линии – адаптивным системам на основе алгоритма (3.12). Применение синтезированных алгоритмов обработки многочастотных сигналов позволяет получить выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум, равный 3-3,5 дБ при D=0,9 и L=2¸4 по сравнению с одночастотными системами (алгоритмы (3.12) и (3.19) при L=1). Проигрыш в величине порогового отношения сигнал/шум для адаптивного к доплеровским сдвигам фаз алгоритма обработки по сравнению алгоритмом (3.19) составляет не более 1 дБ при D=0,5 и не более 0,1 дБ при D=0,9. Уменьшение потерь в пороговом отношении сигнал/шум с ростом q / связано с тем, что величина дисперсии в каждом частотном канале [выражение (3.16)], которая характеризует точность измерения, обратно пропорциональна отношению сигнал/шум q.

Алгоритм обработки многочастотных сигналов на основе некогерентного накопления в каждом частотном канале имеет вид:

, (3.21)

где $\mathbf{Q}_l$ – матрица обработки многочастотного сигнала в l-м частотном канале, элементы которой при равновесном накоплении определяются: .

Для нахождения характеристик обнаружения системы обработки многочастотных сигналов на основе некогерентного накопления необходимо определить собственные значения $l_j^{(l)}$ матриц $\mathbf{R}^ш\mathbf{Q}_l$. В случае отсутствия сигнала для собственных значений матриц $\mathbf{R}^ш\mathbf{Q}_l$ получаем $l_j^{(l)}$=l=1, , , при этом кратность l равна LN. В случае наличия сигнала собственные значения матриц

$\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, где элементы определяются следующим образом: $l_2^{(l)}=l_3^{(l)}=\ldots=l_N^{(l)}=l_2=1$, , $l_1^{(l)}=l_1=1+Nq$

l

.

Воспользовавшись формулой (3.4), находим выражение для определения вероятности ложной тревоги *F*, которое в данном случае имеет вид:

. (3.22)

Для вероятности правильного обнаружения *D* с учетом собственных значений матриц $\mathbf{R}_l$ **Q**

l

выражение (3.4) имеет вид:

, (3.23)

где $C=l_1/(l_1-1)$.

На рис. 3.12 приведены характеристики обнаружения систем обработки многочастотных сигналов на основе некогерентного накопления в каждом частотном канале [выражение (3.21)], рассчитанные в соответствии с (3.22) и (3.23) для любых значений доплеровских сдвигов фаз j_l и с учетом совместных флюктуаций сигнала ($r_l(j,k)=1$). При расчете характеристик обнаружения (рис. 3.12) значения *F*, *N*, r_2 и r_3 аналогичны параметрам расчета оптимальных систем. Выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум для многочастотных систем обнаружения на основе некогерентного накопления по сравнению с одночастотными системами обнаружения [алгоритм (3.21) при *L* =1] составляет 2,5 дБ при *D* =0,9 и *L* =2¸4.

На рис. 3.13 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум для различных систем междупериодной обработки многочастотных сигналов, которые соответствуют вероятности правильного

Рис. 3.12

Рис. 3.13

обнаружения *D*=0,9. Зависимости порогового отношения сигнал/шум *q*(*L*) приведены для случая совместных флюктуаций сигнала (r / (*j,k*)=1). При этом значения параметров

N, F и r_l аналогичны параметрам расчета оптимальных систем. Кривые зависимостей $q(L)$ (рис. 3.13) соответствуют следующим междупериодным системам обработки многочастотных сигналов: кривая 1 – оптимальным системам обнаружения для случая неизвестных значений доплеровских сдвигов фаз [алгоритм (3.5)] при условии j$_1$=y$_m$; кривая 2 – системам, многоканальным по доплеровской частоте, на основе многоканального когерентного накопления [алгоритм (3.10)]; кривая 3 – квазиоптимальным системам, инвариантным в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз [алгоритм (3.19)]; кривая 4 – системам, многоканальным по доплеровской частоте, на основе одноканального когерентного накопления [алгоритм (3.9)]; кривая 5 – системам обнаружения на основе некогерентного накопления [алгоритм (3.21)].

Полученные зависимости $q(L)$ для рассматриваемых междупериодных систем (рис. 3.13) обработки многочастотных сигналов имеют минимумы в пороговом отношении сигнал/шум, которые соответствуют оптимальному числу частотных каналов L=2¸4. При этом для рассматриваемых систем обнаружения многочастотных сигналов эти минимумы смещены в зависимости от характера обработки в частотных каналах.

Система квазиоптимальной обработки многочастотного сигнала, инвариантная в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз j$_l$ (кривая 3), имеет выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум, равный 2,5 дБ при L=2¸4, по сравнению с известной системой обработки многочастотных сигналов на основе некогерентного накопления (кривая 5), а по сравнению с квазиоптимальной многоканальной по доплеровской частоте системой обнаружения многочастотных сигналов выигрыш составляет не более 0,5 дБ при L=2¸5 и условии, что j$_1$=y m

. Выигрыш незначительно возрастает в случае j

1

^{1}y

m

и

M

=

N

. При этом максимальное значение выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум составляет не более 1 дБ.

Кривая 3 по сравнению с многоканальной по доплеровской частоте системы обнаружения многочастотных сигналов на основе многоканального когерентного накопления (кривая 2) имеет незначительные потери в пороговом отношении сигнал/шум, которые не превосходят 0,5 дБ при *L*=2¸5. Однако техническая реализация системы многоканального когерентного накопления в каждом частотном канале является более сложной по сравнению с реализацией в каждом частотном канале одноканального накопления произведений комплексно-сопряженных соседних импульсов.

Максимальный выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум по сравнению с квазиоптимальными системами обработки многочастотных сигналов (кривые 3 и 4) обеспечивает оптимальная система обнаружения многочастотных сигналов (кривая 1). Выигрыш при условии j_1=y_m составляет соответственно 1,5-2,5 дБ и 2-3 дБ при *L*=2¸4. В случае j $_1{}^1$

y

m

при

M

=

N

выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум по сравнению с рассматриваемыми системами (кривая 3) незначительно уменьшается, и при этом минимальное значение выигрыша составляет не более 1,2-2,2 дБ, а по сравнению с кривой 4 значение выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум практически не изменяется. По сравнению с системой обнаружения на основе некогерентного накопления (кривая 5) оптимальная система (кривая 1) обеспечивает выигрыш, равный 4-5 дБ при

L

=2¸4. Но в реальных условиях реализация оптимальной системы обнаружения многочастотных сигналов даже для случая неизвестных значений доплеровских сдвигов фаз j

l

трудно преодолима.

3.3. Точность измерения радиальной скорости цели

Применение совместной обработки частотных составляющих, соответствующих различным несущим частотам многочастотного сигнала, позволяет определять разности доплеровских фаз соседних частотных каналов, что дает возможность расширить интервал однозначного измерения радиальной скорости цели в случае когерентно-импульсных сигналов высокой скважности.

В случае использования больше двух несущих частот (*L*>2) алгоритм среднего значения оценки доплеровского сдвига фазы, соответствующего разностной частоте, имеет вид:

,   (3.24)

который позволяет получить оценку максимального правдоподобия, являющуюся асимптотически эффективной и распределенной асимптотически нормально.

Для определения точности измерения найдем дисперсию оценки. При этом используем выражение Рао-Крамера, указывающее нижнюю границу дисперсии оценки. Тогда дисперсия оценки максимального правдоподобия доплеровского сдвига фазы, соответствующего разностной частоте,

,   (3.25)

где – совместная плотность вероятности совокупности векторов {$\mathbf{U}_l$}, которая при условии статистической независимости частотных составляющих многочастотного сигнала определяется выражением (2.8). Для определения дисперсии проведем соответствующие вычисления в выражении (3.24). Логарифм выражения (2.8) имеет вид:

где . Для дальнейших вычислений учтем, что и .

Тогда выражение (3.25) для дисперсии оценки максимального правдоподобия среднего доплеровского сдвига фазы, соответствующего разностной частоте, можно представить в виде:

. (3.26)

На рис. 3.14 приведены зависимости среднеквадратических величин от отношения сигнал/шум, которые рассчитаны в соответствии с выражением (3.26) для различных значений *L* и характеризуют точность измерения при использовании алгоритма (3.24). Расчеты проведены для случая совместных флюктуаций сигнала ($r_l(j,k)$=1). При этом значения параметров
N
и
r
l
аналогичны параметрам расчета оптимальных систем. Применение многочастотного сигнала, состоящего из статистически независимых частотных составляющих, при
L
³3 позволяет не только однозначно измерять радиальную скорость цели во всем диапазоне скоростей, но и позволяет по сравнению с двухчастотным сигналом, как видно из сравнения приведенных зависимостей, существенно повысить точность измерения даже при сравнительно низком отношении сигнал/шум:
q
<0.

При q=0 среднеквадратическая ошибка измерения уменьшается для L=3 в 1,6 раза по сравнению с двухчастотным сигналом (
L
=2). При

Рис. 3.14

Рис. 3.15

q=10, что соответствует для рассматриваемых систем обнаружения-измерения многочастотных сигналов (рис. 3.9 и 3.10) вероятности правильного обнаружения D>0,9
, среднеквадратическая ошибка измерения также уменьшается
L
=3 в 2 раза по сравнению с двухчастотным сигналом (
L
=2).

На рис. 3.15 приведены зависимости среднеквадратических величин от отношения сигнал/шум, рассчитанные для случая совместных флюктуаций сигнала ($r_l(j,k)$=1) при различных значениях количества импульсов в пачке
N
. Причем значения параметров

r
/
аналогичны параметрам расчета оптимальных систем. Сплошные линии соответствуют
N
=10, пунктирные –
N
=20. Уменьшение количества обрабатываемых импульсов в каждой пачке частотной составляющей многочастотного сигнала приводит к возрастанию среднеквадратической ошибки измерения в 1,3 раза для двухчастотного сигнала (
L
=2) и в 1,2 раза при использовании трех несущих частот (
L
=3). Поэтому для увеличения точности измерения при низком отношении сигнал/шум необходимо увеличивать количество импульсов в пачке (
N
).

Рис. 3.16

На рис. 3.16 приведены зависимости среднеквадратических величин от количества несущих частот (частотных каналов), рассчитанные для отношения сигнал/шум *q*=5 дБ, что соответствует для рассматриваемых обнаружителей-измерителей вероятности правильного обнаружения
D
>0,75. Приведенная зависимость позволяет по минимальному значению среднеквадратического отклонения определить оптимальное число частотных каналов, которое для рассматриваемого случая соответствует
L
=4¸5. Дальнейшее увеличение количества несущих частот
L
в алгоритме однозначного измерения радиальной скорости (3.24) приводит к резкому уменьшению значений слагаемых в выражении для дисперсии оценки (3.26), что связано с дроблением излучаемой мощности между частотными каналами. Кроме того, при увеличении количества используемых частот, как следует из анализа характеристик

обнаружения, возрастает пороговое отношение сигнал/шум при равномерном делении мощности между частотными каналами.

3.4. Заключение

В данной главе проведены анализ эффективности синтезированных алгоритмов обработки многочастотных сигналов, а также анализ точности измерения синтезированного алгоритма однозначной оценки радиальной скорости цели. В качестве метода анализа эффективности использовался обобщенный на случай многочастотных систем метод характеристических функций, в частности метод собственных значений, применение которого позволяет точно рассчитать характеристики обнаружения синтезированных алгоритмов. Полученные формулы позволяют провести точный анализ эффективности для различных систем обработки многочастотных сигналов: оптимальных, многоканальных по доплеровской частоте, квазиоптимальных и систем с некогерентным накоплением.

В качестве характеристики точности измерения синтезированного алгоритма оценки радиальной скорости цели использована дисперсия оценки, для расчета которой применялось выражение Рао-Крамера, указывающее нижнюю границу дисперсии оценки. При этом применение многочастотных сигналов (L>2) кроме расширения диапазона однозначно измеряемых скоростей цели позволяет существенно повысить точность измерения радиальной скорости.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. 92 с.
2. Григорин-Рябов В. В. Радиолокационные устройства. М.: Сов. радио, 1970.
3. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1963. 424 с.
4. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.; Под ред Я. Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.
5. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
6. Ширман Я. Д. и Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
7. Попов Д. И. Синтез обнаружителей-измерителей доплеровских сигналов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1999. Т. 42. № 4. С. 11 – 17.
8. Попов Д. И., Белокрылов А. Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 11. С. 33 – 40.
9. Попов Д. И. Проектирование радиолокационных систем. Рязань: РРТИ, 1975. 194 с.
10. Попов Д. И. Обработка многочастотных сигналов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 3. С. 26 – 30.
11. Сосулин Ю. Г. Оптимальное оценивание параметров радиосигналов. М.: МАИ, 1981. 68 с.
12. Попов Д. И. Синтез автокомпенсаторов доплеровской скорости пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1981. Т. 24. № 11. С. 26 – 30.
13. Березин Л. В., Вейцель В. А. Теория и проектирование радиосистем. М.: Сов. радио, 1977. 448 с.
14. Патент № 2166772 (Россия), МКИ G 01 S 13/58. Обнаружитель-измеритель многочастотных сигналов / Д. И. Попов, А. Г. Белокрылов Опубл. 10.05.2001. Бюл. № 13.
15. Патент № 2165627 (Россия), МКИ G 01 R 25/00. Доплеровский фазометр многочастотных сигналов / Д. И. Попов, А. Г. Белокрылов. Опубл. 20.04.2001. Бюл. № 11.
16. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т 2. М: Советское радио, 1962. 831 с.
17. Соколов Г. А., Иванов В. А. К расчету характеристик обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех в системах междупериодной обработки // Повышение эффективности и надежности радиоэлектронных систем: Межвуз. сб. науч. тр. Л.: ЛЭТИ., Вып. 9. 1979. С. 46 – 53.
18. Фединин В. В. Особенности оценки эффективности систем селекции движущихся целей с учетом некогерентного накопления импульсов // Радиотехника и электроника. 1981. № 5. С. 955–961.
19. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
20. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / Пер. с англ. под ред. В. И. Тихонова. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ