

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ И ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРА СУММАРНО-ДАЛЬНОМЕРНЫМИ СТАНЦИЯМИ РАЗНЕСЁННОГО ПРИЁМА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Терсин Владимир Владимирович

кандидат технических наук, доцент, ведущий инженер АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов» (АО «МЗ РИП»).

E-mail: vvtersin@yandex.ru

Адрес: 602267, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, Карачаровское шоссе, д. 2.

Аннотация: Показано, что известный оптимальный алгоритм обнаружения неэквидистантной последовательности фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов может быть представлен как последовательное соединение матричного фильтра, набора согласованных фильтров сжатия, а также набора когерентных накопителей неэквидистантных последовательностей ФКМ сигналов. Матричный фильтр должен подавлять помеху в широкой полосе на весь диапазон скоростей ветра. Подавление активных помех требует добавления приёмника в центральную и дополнительных каналов приёма в периферийные позиции. Нули в диаграмме направленности периферийных позиций в направлении источников помех формируются после вычисления их координат разностно-дальномерным алгоритмом при отсутствии излучения из активных позиций. Возможен также режим радиоразведки.

Ключевые слова: разнесённый приём, суммарно- или разностно-дальномерный алгоритм, географическая система координат, метод Ньютона, смещение оценки, среднеквадратическая ошибка, долгота, широта, высота, полоса сигнала, частота Доплера, селекция движущихся целей, активные помехи, радиоразведка.

Введение

Данная работа является логическим продолжением работы [1], в которой рассматриваются алгоритмы вычисления трёх географических координат, а также скорости и направления движения воздушных объектов суммарно-дальномерными станциями разнесённого приёма.

Необходимыми исходными данными для вычисления координат являются суммарные дальности от передатчика до цели и от цели до каждой из трёх или шести приёмных позиций, в зависимости от структуры радиолокационного поля, создаваемого станциями разнесённого приёма.

Вектор скорости движения воздушного объекта вычисляется на основе доплеровского смещения частоты сигнала, измеряемого каждой из перечисленных приёмных позиций одновременно с суммарными дальностями. Предварительно с помощью пространственно-временной обработки принятого сигнала должны быть подавлены активные и пассивные помехи.

Алгоритмы, вычисляющие суммарные дальности и частоту Доплера, являются алгоритмами первичной обработки в суммарно-дальномерных системах. Рассмотрение особенностей указанных алгоритмов, а также алгоритмов подавления активных и пассивных помех, является целью настоящей работы

1. Обработка неэквидистантной последовательности ФКМ сигналов на фоне пассивной помехи и шума

Для измерения трёхмерных координат воздушного объекта суммарно-дальномерным методом разнесённого приёма необходимо измерить как минимум три суммарные дальности. В каждую суммарную дальность входит расстояние от передающей позиции до воздушного объекта, а также расстояние от воздушного объекта до каждой из приёмных позиций. Задача измерения расстояния представляет собой задачу обнаружения сигнала в элементе разрешения, соответствующем очередному дискрету по дальности, номер которого указывает расстояние в дискретах. Размер дискрета опре-

деляет точность измерения расстояния и обратно пропорционален ширине полосы сигнала (частоте дискретизации).

В трёхкоординатных однопозиционных РЛС с вращающейся вертикальной антенной решеткой и угломестным сканированием пачка эхо-сигналов от каждого элемента разрешения получается короткой и при обнаружении полезного сигнала, обычно, вся используется для подавления пассивной помехи, что не позволяет осуществить когерентное накопление сигналов пачки, которое требуется оптимальным алгоритмом обработки. Размер пачки определяется периодом обзора и размерами элемента разрешения по азимуту и углу места.

Трёхкоординатная многопозиционная РЛС, использующая для измерения координат суммарно-дальномерный метод разнесённого приёма, осуществляет не последовательный, как это делает однопозиционная РЛС, а параллельный просмотр пространства. Для обнаружения и измерения координат всех воздушных объектов, попадающих в зону обзора такой РЛС, используется всего одна неэквидистантная последовательность ФКМ сигналов [2], длина которой ограничивается только «толщиной» элемента разрешения, имеющего вид эллипсоида вращения. Правда при этом дополнительно требуется отождествление сигналов, обнаруженных в каждой приёмной позиции, на принадлежность к одному и тому же воздушному объекту.

При обработке последовательности ФКМ сигналов эрмитово-сопряжённый (транспонированный и комплексно-сопряжённый) вектор Y_{j-k}^* комплексных сигналов размерностью m , где m — число отсчётов в неэквидистантной последовательности, принятых от $(j-k)$ -го элемента разрешения и представляющих собой сумму ФКМ сигнала, пассивной помехи и некоррелированного шума для различных моментов времени, отличающихся на интервалы разной длины, умножается на некоторый вектор комплексных весовых коэффициентов W_k и суммируется по всем k от 1 до n , где

n — база ФКМ сигнала, то есть вычисляется свёртка:

$$s_j = \sum_{k=1}^n Y_{j-k}^* W_k. \quad (1)$$

Известно [3], что оптимальный вектор весовых коэффициентов W_k , входящий в выражение (1), должен иметь следующее представление:

$$W_k = \Phi^{-1} X_k = \Phi^{-1} x_k X. \quad (2)$$

Здесь Φ^{-1} — матрица, обратная к комплексной корреляционной матрице Φ неэквидистантных отсчётов пассивной помехи, которая одинакова для всех элементов разрешения по дальности; $X_k = x_k X$ — вектор комплексных амплитуд отсчётов полезного сигнала для k -го элемента разрешения, где x_k — скалярный отсчёт ФКМ сигнала; X — вектор амплитудно-фазового распределения сигнала известной частоты по отсчётам неэквидистантной последовательности, который также как корреляционная матрица помехи одинаков для всех элементов разрешения по дальности. Если полезный сигнал отсутствует в принятом векторе Y^* комплексных сигналов, то

$$\Phi = \frac{1}{2} \overline{Y Y^*}.$$

Алгоритм обнаружения, задаваемый выражениями (1) и (2), является оптимальным при известной корреляционной матрице пассивной помехи и радиальных скоростей движения цели относительно передатчика и каждого приёмника. Если доплеровские смещения частоты пассивной помехи и сигнала от воздушного объекта неизвестны, то оптимальный обнаружитель становится многоканальным. При этом общее число каналов равно произведению количества каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений пассивной помехи, на количество каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений сигнала от цели, что существенно усложняет реализацию алгоритма обнаружения в реальном времени.

С целью преодоления указанного недостатка представим трансверсальный фильтр, структура которого задается выражением (1), в более удобном виде. Подставляя в (1) выражение для весового вектора (2), после некоторых преобразований получаем вместо алгоритма (1) последовательное соединение матричного фильтра:

$$Z_i^* = Y_i^* \Phi^{-1}, \quad (3)$$

подавляющего коррелированную помеху в каждом элементе входного вектора, корреляторов, выполняющих сжатие каждого элемента очищенного вектора смеси ФКМ сигналов и некоррелированного шума для каждого момента времени:

$$R_j^* = \sum_{k=1}^n Z_{j-k}^* x_k, \quad (4)$$

и фильтра, выполняющего когерентное накопление неэквидистантной последовательности сжатых сигналов для каждого элемента разрешения:

$$s_j = R_j^* X. \quad (5)$$

Таким образом, подавление пассивной помехи осуществляется с помощью матричного фильтра (3), в котором вектор отсчетов смеси сигнала, помехи и шума умножается на обратную корреляционную матрицу помехи неизвестной частоты [4].

Наличие доплеровского смещения спектра пассивной помехи при его фиксированной ширине, определяемой интенсивностью стохастического движения элементарных отражателей в элементе разрешения, имеет место только для однопозиционных угломерно-дальномерных РЛС. Причём это смещение постоянно изменяется из-за изменения радиальной скорости группового движения элементарных отражателей, обусловленного сканированием пространства по азимуту при фиксированном направлении ветра.

В суммарно-дальномерных РЛС разнесённого приёма доплеровское смещение спектра пассивной помехи отсутствует. Вместо этого спектр пассивной помехи охватывает весь диа-

пазон доплеровских смещений, возможных при данных направлении и скорости ветра. Границами диапазона являются отрицательное и положительное значения максимальной частоты Доплера, соответствующей такому направлению ветра, которое совпадает с направлением от передатчика к приёмнику или наоборот. В этом случае обе проекции вектора скорости ветра на направления от передатчика к цели и от цели к приёмнику в тех частях эллипсоида элемента разрешения, которые расположены у поверхности Земли за передатчиком или приёмником, будут максимальны и равны модулю вектора скорости. Заметим, что максимально возможное значение частоты Доплера, которая в суммарно-дальномерной системе зависит от суммы проекций вектора скорости, определяется тем же выражением, что и для однопозиционной РЛС.

Ширину полосы фильтра подавления пассивной помехи следует изменять в соответствии с величиной модуля скорости ветра, поэтому матричный фильтр либо будет многоканальным по полосе, либо скорость ветра должна измеряться хотя бы в центральной позиции.

Требуемый коэффициент подавления пассивной помехи, обеспечиваемый матричным фильтром (3), определяются динамическим диапазоном, то есть отношением мощности помехи, которая зависит от размеров элемента разрешения, к мощности собственного шума приёмника. Если у однопозиционной РЛС, использующей для измерения координат воздушного объекта угломерно-дальномерный метод, элемент разрешения представляет собой сектор по азимуту и углу места, заключенный между двумя сферами, то многопозиционная РЛС, использующая для измерения координат суммарно-дальномерный метод разнесённого приёма, имеет для каждой пары передатчик-приёмник в качестве элемента разрешения область, заключённую между верхними половинами двух эллипсоидов вращения с одинаковыми центрами, совпадающими с координатами передающей и приёмной позиций. Объём элемента разрешения в последнем случае су-

щественно больше, чем у однопозиционной РЛС, даже если она двухкоординатная и её сектор по углу места стремится к 90 град. При ширине диаграммы направленности по азимуту равной, например, 3,6 град объём элемента разрешения многопозиционной РЛС увеличится в 100 раз. Поскольку суммарно-дальномерный метод измерения координат требует существенно более точного измерения (суммарной) дальности, то указанный объём уменьшится примерно в 8 или 16 раз, поскольку полоса и, следовательно, частота дискретизации сигнала однопозиционной РЛС обычно равна 1,2 МГц. Следовательно, мощность пассивной помехи увеличится на 11 и 8 дБ соответственно.

Измерение частоты Доплера неэквидистантной пачки ФКМ сигналов на фоне остатков пассивной помехи и шума можно производить, определяя частоту максимума спектра смешанной эквидистантно-неэквидистантной последовательности импульсов, эквидистантные части которой появляются в результате неполного сжатия каждого ФКМ сигнала пачки, имеющего доплеровское смещение частоты [5]. Такой спектр можно получить с помощью преобразования Фурье, каждая спектральная линия является результатом работы алгоритма (5). Неполное сжатие возникает из-за того, что длительность части сигнала, которую можно сжать без больших потерь, ограничена сверху половиной периода максимальной частоты Доплера. Для (неполного) сжатия ФКМ сигналов неэквидистантной пачки в соответствии с выражением (4) используются ранговые корреляторы, количество выходов которых равно количеству секций их баз.

При анализе спектра неэквидистантной последовательности сигналов считаем последовательность сигналов периодической с периодом, равным наибольшему общему делителю (НОД) межимпульсных интервалов последовательности, где только малая часть сигналов имеет ненулевую амплитуду, но её спектр является периодическим с периодом, обратным НОД [2].

Точность, получаемая при измерении частоты по максимуму спектра, будет определяться расстоянием между линиями спектра, количество которых равно количеству отсчётов (в том числе нулевых) эквидистантно-неэквидистантной последовательности. Для повышения точности измерения частоты следует увеличить в два раза количество отсчётов эквидистантно-неэквидистантной последовательности, добавив нулевые значения. Тем не менее, этого будет не достаточно, поэтому используем квадратичную интерполяцию по трем отсчётам спектра: отсчёту с максимальным значением и отсчётам, соседним с ним слева и справа. Оценкой частоты будет значение, соответствующее точке, в которой достигается максимум параболы.

Из-за конечной длины эквидистантно-неэквидистантной последовательности каждая линия её спектра размывается, то есть имеет вид частотной характеристики некоторого фильтра с полосой, обратно пропорциональной длительности последовательности отсчётов сигнала. Двукратное увеличение количества фильтров обеспечивает необходимую для квадратичной интерполяции ситуацию, чтобы сигнал неизвестной частоты, попадая в три соседних фильтра, превращался в три отсчёта спектра, имеющих различные амплитуды и значения частоты, которые совпадают с центральными частотами этих фильтров.

Следует отметить, что предлагаемая модификация оптимального алгоритма (1) выделения неэквидистантной последовательности ФКМ сигналов из смеси пассивной помехи и собственного шума, представленная выражениями (3–5), позволяет когерентно накопить последовательность сжатых ФКМ сигналов, предварительно прошедших матричный фильтр подавления пассивной помехи. Причем, как показало имитационное моделирование [6], при малом количестве отсчётов неэквидистантной последовательности из-за искажения спектра синусоидального сигнала в матричном фильтре невозможно измерить его частоту, хотя обнаружение сигнала и, следова-

тельно, измерение дальности происходит без потерь. Для того чтобы избежать искажений спектра, количество отчетов неэквидистантной последовательности отраженных ФКМ сигналов должно быть не меньше 32. Такое количество невозможно получить в однопозиционной трёхкоординатной РЛС с вертикальным сканированием пространства. При отсутствии вертикального сканирования такое количество отсчетов получить можно, но обработать сложно из-за последовательного сканирования пространства в горизонтальной плоскости.

Расширение полосы в 8 или 16 раз по сравнению с обычно используемой полосой в 1,2 МГц, которое требуется для получения приемлемой точности оценки высоты, увеличивает во столько же раз сложность алгоритма совместного обнаружения-оценивания частоты полезного сигнала. Сложность растет дополнительно ещё в 4 раза из-за увеличения с 9-и до 36-х количества отсчетов неэквидистантной последовательности отраженных ФКМ сигналов, необходимого для устранения искажений спектра последовательности в матричном фильтре подавления пассивной помехи.

Вместо более простого знакового коррелятора, суммарно-дальномерный алгоритм разнесенного приёма для компенсации прямого прохождения излучаемых сигналов должен использовать ранговый коррелятор ФКМ сигнала, база которого n в 8 или 16 раз больше знакового. Для вычисления n рангов потребуется дополнительно n операций сравнения очередного числа с n ранее поступившими числами, по результатам которых происходит n операций увеличения или уменьшения счетчиков, где хранятся ранги. Кроме того, складывать придется не одноразрядные, а много-разрядные числа, лежащие в диапазоне от $-n/2$ до $n/2$ [7].

Получается, что ранговый коррелятор как минимум в 4 раза сложнее знакового при одинаковых размерах баз ФКМ сигнала. Из-за увеличения базы по причине расширения полосы сложность рангового коррелятора допол-

нительно возрастет и составит 32 или 64 раза соответственно.

2. Подавление активных помех в периферийных приёмных позициях

Будем предполагать, что активная помеха представляет собой некоррелированный гауссов шум, полоса которого совпадает с полосой ФКМ сигнала. Узкополосная, в частности синусоидальная, помеха, которая полностью подавляет работу знакового коррелятора, всего лишь на 3 дБ снижает отношение сигнал/шум на выходе рангового коррелятора. На нулевой частоте, то есть при совпадении частоты синусоидальной помехи с частотой несущей, и эти потери отсутствуют [7].

Вместо обычно используемых систем подавления активных помех с корреляционными обратными связями [8] будем формировать нули в изотропной ДН каждой приёмной позиции в направлении на источники помех. С этой целью необходимо добавить ещё как минимум 4 приёмника, образующих трёхмерную антенную решетку в форме куба со стороной, равной длине волны λ , в центре которого расположен приёмник основного канала приёмной позиции. Такая решетка может эффективно подавить активные помехи не более чем от 4-х точечных источников. Далее необходимо вычислить скалярное произведение комплексного вектора сигналов, полученных с выхода 5-и приёмников после аналого-цифрового преобразования, и центральной строки или столбца обратной корреляционной матрицы активных помех, соответствующих центру решетки.

Для нахождения корреляционной матрицы активных помех нужно знать направления на их источники для каждой приёмной позиции. Кроме того, самостоятельный интерес представляют собой трёхмерные географические координаты воздушных объектов, излучающих активные помехи. Если добавить приёмник в центральную позицию, то можно вычислить координаты указанных объектов, а затем и

направления на них с помощью разностно-дальномерного метода разнесенного приёма.

Этот метод является пассивным, поэтому требуется отсутствие излучения на некоторое время передатчика объединенной суммарно-разностно-дальномерной системы, являющейся ячейкой радиолокационного поля (ЯРП). Каждая из 3-х периферийных приёмных позиций ЯРП получает сигналы ещё от 2-х соседних с ней центральных приёмо-передающих позиций, однако центральная позиция данной ЯРП эти сигналы не принимает, так как не находится в пределах прямой видимости с центральными позициями соседних ЯРП. Отсутствие сигнала в центральной позиции не позволяет вычислить разностные дальности между источником излучения и центральной, а также между источником излучения и каждой из трёх периферийных позиций. Таким образом, переключение с режима приёма на передачу для данной и 6-и соседних приёмо-передающих позиций и, следовательно, остальных приёмо-передающих позиций радиолокационного поля может происходить независимо.

Теперь каждая многопозиционная трёхкоординатная ЯРП сначала некоторое время слушает эфир, пытаясь определить наличие источников активных помех и их координаты. Если такие источники обнаруживаются, то их координаты пересылаются в каждую приёмную позицию ЯРП, где определяются направления на источники помех и с их помощью — сначала корреляционная, а затем и обратная корреляционная матрицы. После чего активная помеха на выходе центрального канала антенной решетки подавляется указанным способом. Если таких источников нет, то дополнительные каналы решетки не используются. Комплексные числа с выхода центрального канала решетки каждой приёмной позиции ЯРП, полученные после пространственной обработки, пересылаются на её центральную позицию для

временной обработки и последующего определения координат воздушных целей.

Если постановщиков активных помех несколько, необходимо отождествление источников сигналов, принимаемых каждой приёмной позицией. Поскольку активные помехи от разных источников не коррелированы друг с другом, можно использовать измерение дополнительных разностей хода. Для каждого дополнительного измерения выбираются три позиции, одна из которых является центральной. Если сложить разности хода между второй и первой, третьей и второй, а также первой и третьей позициями, то сумма будет равна нулю, так как расстояние от источника до каждого приёмника входит в эту сумму дважды, причем с противоположными знаками. Здесь разность хода между третьей и второй позициями получена с помощью дополнительного измерения. Количество дополнительных измерений разности хода должно быть на два измерения меньше числа приёмных позиций.

Каждой разности хода между центральной и очередной, например, первой периферийной позициями с помощью дополнительного измерения ставится в соответствие разность хода между центральной и следующей, например, второй периферийной позициями, относящаяся к тому же источнику излучения. В результате измеренные разности хода между центральной и каждой периферийной позициями получают отсортированными в соответствии с номерами источников излучений, что позволяет последовательно вычислять их координаты.

При определении координат следует задействовать измеренные избыточные разности хода, что повысит точность измерений координат воздушных целей при 6-и и обязательно при 3-х периферийных приёмных позициях. Без учёта дополнительных разностей хода в последнем случае трёхмерные географические координаты воздушного объекта вычислить не удастся.

3. Использование возможностей пассивного режима ЯРП для радиоразведки

Пассивный режим многопозиционной трёхкоординатной ЯРП можно использовать не только для обнаружения и оценки географических координат источников активных помех, ширина спектра и центральная частота которых совпадает с аналогичными параметрами полезного сигнала. Добавив ненаправленные широкополосные антенны нужных диапазонов и перестроив частоты приёмников так, чтобы сохранить прежними промежуточную частоту и ширину полосы, с помощью разностно-дальномерного метода разнесенного приёма можно измерить координаты источников излучения, создаваемого бортовыми радиоэлектронными средствами воздушных объектов, такими, например, как бортовой радиолокатор или радиовысотомер. Естественно мощность такого излучения будет невелика, так как создается боковыми лепестками ДН источников, однако наверняка больше, чем вторичное излучение воздушного объекта, возникающее в результате его облучения сигналом передатчика активной позиции.

Существенные проблемы пассивному режиму многопозиционной трёхкоординатной ЯРП создает наличие корреляции между излучением бортовых средств различных воздушных объектов. Такая ситуация возникает, если бортовые средства используют детерминированные сигналы одной и той же частоты, например, ЛЧМ импульсы радиолокатора или монохромные импульсы высотомера. В этом случае кроме измеренных истинных разностных дальностей, соответствующих реальному положению воздушного объекта, появляются ложные результаты измерений, полученные различными приёмными позициями ЯРП, отсеять которые можно только полным перебором всех вариантов решений системы трансцендентных уравнений относительно неизвестных географических координат каждого воздушного объекта. Алгоритм решения такой

системы расходитя, если измеренные разностные дальности слишком далеки от истинных значений.

Если бортовые средства, например, радиолокаторы, работают на одной из возможных частот, которая выбирается случайным образом из ограниченного списка, то ситуация совпадения частот однопозиционных бортовых радиолокаторов маловероятна. Однако теперь появляется необходимость последовательного или параллельного сканирования всего диапазона частот радиолокатора или высотомера. В последнем случае приём становится многоканальным, что требует.

Работа на различных частотах однопозиционного оборудования воздушных объектов, находящихся в зоне обзора многопозиционной трёхкоординатной ЯРП, когда каждый объект занимает отдельную частоту, сводит проблему отождествления к тривиальной: результаты измерений разностной дальности, полученные различными приёмными позициями, легко образуют группы с одинаковым значением частоты.

Другой проблемой здесь является то, что ширина спектра излучений бортового оборудования, как правило, меньше ширины полосы приёмника, задающей частоту дискретизации. Поэтому на главный пик автокорреляционной функции детерминированного сигнала будет приходиться несколько отсчётов по дальности. Определяя суммарную дальность по максимальному отсчёту, находим её оценку с точностью, определяемой интервалом дискретизации. Можно заметно повысить точность оценки суммарной дальности, если использовать квадратичную интерполяцию по трем соседним отсчётам, включая отсчёт, имеющий максимальное значение. Чем шире пик автокорреляционной функции, тем больше попадает на него отсчётов и меньше разница в уровнях максимального и соседних отсчётов, что требует увеличения отношения сигнал/шум

Таблица 1

Полоса (МГц)	Высота (м)	Смещение (м)	СКО (м)
10	100	+ 414	416
	500	+ 83	442
	1000	- 92	484
	2000	- 9	221
	4000	- 2	108
20	100	+ 268	306
	500	- 14	338
	1000	- 39	260
	2000	- 4	108
	4000	0	54

Таблица 2

Полоса (МГц)	Высота (м)	Смещение (м)	СКО (м)
10	100	+ 261	261
	500	- 22	293
	1000	- 25	207
	2000	- 1	91
	4000	0	46
20	100	+ 166	193
	500	- 36	211
	1000	- 6	94
	2000	0	45
	4000	0	23

для уменьшения вероятности аномальной ошибки в оценке разностной дальности.

Для определения разностной дальности из реализации, принятой, например, центральной позицией, вырезается центральный участок, после чего вычисляются взаимнокорреляционные функции этой части с полными реализациями, принятыми остальными позициями. Разностная дальность может быть как положительной, так и отрицательной.

Согласно результатам имитационного моделирования, приведённым в таблице 1 для 3-х и в таблице 2 для 6-и периферийных позиций, которые получены при наихудшем расположении воздушного объекта относительно приёмных позиций в заданной 30-и километровой

зоне обзора, а именно на границе зоны и равном расстоянии между соседними периферийными позициями, точность оценок высоты, вычисленных разностно-дальномерным алгоритмом, почти в полтора раза хуже, чем точность, обеспечиваемая суммарно-дальномерным алгоритмом разнесенного приёма.

В остальном алгоритмы ведут себя одинаково: точность оценки высоты, полученной разностно-дальномерным алгоритмом, также растет с ростом истинной высоты полёта воздушного объекта, она также более чем на порядок выше для воздушных объектов, находящихся над приёмными позициями, но не зависит от их истинной высоты полёта. Такая большая разница наблюдается только при малых высотах. На высотах более 5-и км точность оценки высоты у обоих алгоритмов примерно одинакова для всей зоны обзора.

Точность оценки абсолютных угловых координат, то есть долготы и широты, также не зависит от истинной высоты полет воздушного объекта. Единственным отличием разностно-дальномерного алгоритма является то, что при расположении воздушного объекта над позициями точность оценки долготы и широты ухудшается примерно в 2 раза по сравнению с остальными вариантами его размещения в зоне обзора, чего не наблюдалось для суммарно-дальномерного алгоритма.

Заключение

В результате рассмотрения особенностей алгоритмов подавления активных и пассивных помех в суммарно-дальномерных системах разнесенного приёма была выяснена необходимость добавления дополнительных каналов приёма не только в периферийные позиции, но и в центральную позицию. Если дополнительные каналы периферийных позиций необходимы для формирования нулей ДН образуемой ими антенной решетки в направлении постановщиков помех, то дополнительный канал

приёма в центральной позиции позволяет с помощью разностно-дальномерного алгоритма определять эти направления. Появившаяся дополнительная возможность использования разностно-дальномерного алгоритма позволяет проводить радиоразведку, правда после некоторой доработки аппаратуры.

Пассивные помехи подавляются матричным фильтром, число каналов которого, как выясняется, должно быть достаточно большим, чтобы не вносить искажения в измерение частоты Доплера. На измерение дальности количество каналов не влияет. Большие размеры элемента разрешения суммарно-дальномерной системы, который образован двумя близко расположенными эллипсоидами вращения, приводят к расширению полосы пассивной помехи на весь возможный диапазон радиальных скоростей ветра, а некоторое увеличение его объёма по сравнению с однопозиционной РЛС — к повышению суммарной мощности этой помехи. Спектр пассивной помехи определяется распределением радиальных скоростей ветра по элементу разрешения.

Для совместного измерения дальности и частоты Доплера необходимо использовать инвариантный во времени многоканальный трансверсальный фильтр сжатия ФКМ сигналов с последующим набором когерентных накопителей, перекрывающим весь диапазон возможных доплеровских частот.

Поступила 10 октября 2020 г.

Литература

1. Терсин В.В. Особенности измерения трёхмерных координат и вектора скорости воздушных объектов в поле суммарно-дальномерных станций разнесённого приёма // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 3. С. 5–14.
2. Костров В.В., Терсин В.В. Последовательная оптимизация межимпульсных интервалов неэквилистантной последовательности отсчётов комплексной синусоиды // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2009. Вып. 11. С. 262–272.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Костров В.В., Терсин В.В., Богатов А.Д. Многоканальный адаптивный матричный фильтр подавления коррелированной помехи с двухмодовым спектром // Радиотехника. 2008. № 9. С. 118–123.
5. Богатов А.Д., Терсин В.В., Костров В.В. Корреляционно-фильтровое обнаружение и измерение доплеровского смещения частоты неэквилистантной последовательности фазокодоманипулированных сигналов // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2008. Вып. 10. С. 136–143.
6. Костров В.В., Терсин В.В. Корреляционно-фильтровое обнаружение неэквилистантной последовательности фазокодоманипулированных сигналов на фоне пассивной помехи и шума // Проектирование и технология электронных средств. 2010. № 2. С. 37–41.
7. Костров В.В., Терсин В.В. Свехразрешение в комплексном ранговом фильтре сжатия фазокодоманипулированного сигнала // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2006. Вып. 7. С. 95–101.
8. Терсин В.В. Анализ процесса адаптации цифровой многоканальной системы подавления активных помех // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛТ. 2011. Вып. 1. С. 130–138.

English

RANGE AND DOPPLER FREQUENCY MEASUREMENT BY OVERALL RANGE-FINDING FACILITIES FOR DIVERSITY RECEPTION WHEN EXPOSED TO ACTIVE AND PASSIVE JAMMING

Tersin Vladimir Vladimirovich — Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Lead Engineer, JSC "Murom Plant of Radio Measuring Instruments" (JSC "MP RMI").

E-mail: vvtersin@yandex.ru

Address: 602267, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Karacharovskoe Highway, 2.

Abstract: It is demonstrated that known optimal algorithm to detect PCM signal's non-equidistant sequence can be represented as serial connection of matrix filter for suppressing correlated jamming, as a set of matched filters that compress PCM signals from matrix filter outputs, as well as a coherent integrators' set for non-equidistant signal sequences of known frequency from compression filters' outputs that enable, aside from detecting the signal and measuring the total range, to measure Doppler frequency by each receiver. The

matrix filter must suppress jamming within entire range of wind speeds due to large length and shape of narrow resolution element, which has the form of rotation ellipsoid. Active jamming suppression requires adding a receiver to the central position and additional reception channels to peripheral positions. Zeros in patterns of peripheral positions towards jamming sources are formed after calculating their coordinates by difference-range algorithm without emission from active positions. Radio reconnaissance mode is also possible when adding appropriate antenna systems and tuning receivers' frequency. Then, difference-range algorithm is used to analyze intrinsic emission of radio-electronic equipment, such as airborne radar or altimeter.

Keywords: diversity reception, overall range-finding algorithm, geographic coordinate system, Newton method, bias of estimate, root-mean-square error, longitude, latitude, altitude, signal bandwidth, Doppler frequency, velocity vector, multipath propagation, output performance.

References

1. *Tersin V.V.* Features of measuring three-dimensional coordinates and the velocity vector of air objects in the field of total-rangefinder stations of different reception. *Radio and telecommunication systems.* 2020. No. 3. Pp. 5–14.
2. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Sequential optimization of inter-pulse intervals of non-equidistant sequence of samples of a complex sinusoid. *Methods and devices for transmitting and processing information.* 2009. Issue 11. Pp. 262–272.
3. *Shirman Ya.D., Manzhos V.N.* Theory and technique of radar information processing against the background of interference. Moscow: Radio i Svyaz', 1981. 416 p.
4. *Kostrov V.V., Tersin V.V., Bogatov A.D.* Multi-channel adaptive matrix filter for correlated noise suppression with a two-mode spectrum. *Radiotekhnika.* 2008. No. 9. Pp. 118–123.
5. *Bogatov A.D., Tersin V.V., Kostrov V.V.* Correlation-filter detection and measurement of the Doppler frequency shift of a non-equidistant sequence of phase-coded signals. *Methods and devices of information transmission and processing.* 2008. Iss. 10. Pp. 136–143.
6. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Correlation-filter detection of non-equidistant sequence of phase-coded signals against the background of passive interference and noise. *Design and technology of electronic means.* 2010. No. 2. Pp. 37–41.
7. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Superresolution in a complex rank filter of compression of a phase-coded signal. *Methods and devices of information transmission and processing.* 2006. Issue 7. Pp. 95–101.
8. *Tersin V.V.* Analysis of the adaptation process of a digital multichannel system for active interference suppression. *Issues of radio electronics, ser. RLT.* 2011. Iss. 1. Pp. 130–138.