

## ТЕЛА НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

### Алгоритм обработки принятых сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы

Разработка и проектирование высокоэффективных радиотехнических систем невозможно без решения двух основных задач: синтеза используемых в системе сигналов и выбор наилучших методов их обработки после приема.

Системы радиоакустического зондирования атмосферы, как особый класс радиотехнических устройств, также требуют решения задачи синтеза сигналов и устройств их обработки.

**Предмет статьи** – вопрос синтеза алгоритмов обработки сигналов радиоакустических систем (РАС) и анализ точности получаемых оценок параметров колебаний.

В настоящее время в системах радиоакустического зондирования атмосферы применяются классические алгоритмы обработки принятых сигналов, которые характерны, например, для радиолокации. Они строятся в предположении, что форма зондирующего сигнала в процессе отражения от точечной цели не меняется, а изменяются лишь значения его параметров. Оценка величины этих изменений и позволяет извлечь полезную информацию из принятого колебания. В таких системах устройства обработки содержат корреляторы и фильтры, согласованные с излучаемым сигналом [1, 2].

Для РАС процесс рассеивания электромагнитного сигнала на акустической посылке сопровождается значительным изменением формы излучаемого колебания. В результате принимаемый радиосигнал существенно отличается от опорного, подаваемого на коррелятор. Использование классических алгоритмов обработки в радиоакустических системах приводит к возникновению систематических погрешностей определения параметров атмосферы.

Следует заметить, что в случае использования простых акустических импульсов и точном выполнении условия Брэгга  $q = 0$ , где  $q$  – параметр расстройки условия Брэгга, применение классических алгоритмов обработки не приводит к возникновению систематических погрешностей. При таких условиях имеет место только искажение огибающей рассеянного колебания, без нарушения его тонкой внутренней структуры. Если же условие Брэгга на трассе распространения радиоакустического сигнала перестает выполняться ( $q \neq 0$ ), то даже для простых зондирующих сигналов возникает систематическая погрешность измерения параметров атмосферы, которая возрастает с увеличением значения параметра  $q$ .

На практике использование простых звуковых сигналов для РАС требует подстройки частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, что позволяет уменьшить погрешность измерения параметров атмосферы, но, в то же время, существенно усложняет систему и процесс зондирования.

Использование сложных зондирующих сигналов в системах радиоакустического зондирования атмосферы, направленное на устранение процесса подстройки частоты колебаний для выполнения условия Брэгга, связано с невозможностью применения классических алгоритмов обработки. Причиной этого есть искажение амплитудной и фазовой структуры рассеянного на сложной акустической посылке электромагнитного колебания. Спектр рассеянного сигнала становится несимметричным. Вследствие этого принимаемый сигнал существенно отличается от излучаемого, а значит, использование простых корреляционных приемников с одним опорным сигналом вызывает систематическую ошибку измерения скорости звука.

Таким образом, как следует из изложенного, применяемые на сегодняшний момент в радарх алгоритмы обработки сигналов, не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Поэтому возникает задача получения алгоритмов обработки сигналов радиоакустических систем, которые должны учитывать преобразование радиоволны в канале и позволять осуществлять качественные измерения параметров атмосферы не только при

выполнении условия Брэгга, но и при  $q \neq 0$ , а также в случае использования сложных звуковых импульсов.

Работа радиоакустических систем основана на измерении величины доплеровского смещения частоты рассеянного на акустической посылке электромагнитного сигнала. Поскольку скорость движения звука  $c_s$  в атмосфере зависит от параметров атмосферы, таких как температура, скорость ветра, давление, влажность и т.д., то, по сути, в приемнике выполняется оценка значения  $c_s$ .

Рассмотрим задачу оценки величины  $c_s$  – параметра среды и объекта локации, которая постоянна на интервале времени  $\Delta t$  анализа входного колебания и принадлежит непрерывному множеству возможных значений  $c_s \in C$ .

Предполагая априорно известными некоторые характеристики канала, полезного сигнала и помехи, а также их функциональное взаимодействие, нужно получить оптимальное приемное устройство, которое производит оценивание параметров принимаемого сигнала с наименьшими ошибками.

Форму принимаемого сигнала в РАС можно определить по функции рассеяния [3]

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r' - r) S^*(r') e^{iqr'} dr', \quad (1)$$

где  $q = 2k_e - k_s$  – параметр расстройки условия Брэгга;  $k_s = 2\pi f_s / c_s$  – волновое число для звука;  $k_e = 2\pi f / c$  – волновое число;  $r$  – смещение сигналов по координате «дальность»;  $E(2r' - r)$  – пространственная огибающая радиосигнала;  $S(r')$  – пространственная огибающая акустического сигнала.

Как известно из теории радиосистем [4, 5], синтез оптимального математического оператора измерительной системы и формирование оптимального решения основывается на использовании понятия функции правдоподобия. Если обозначить принимаемый радиоакустический сигнал как  $F_y(r, q_0)$ , то функцию правдоподобия можно будет записать в виде  $w(F_y / c_s)$ . Величина  $q_0$  в обозначении принимаемого колебания показывает, что рассеянный сигнал соответствует некоторой заданной величине значения условия Брэгга. Функции  $X(F_y / c_s)$ , монотонно связанные с  $w(F_y / c_s)$ , именуемые достаточными статистиками, могут быть использованы при синтезе алгоритмов оценивания параметров принимаемых сигналов.

Если прием осуществляется на фоне аддитивного гауссовского шума и полезный сигнал имеет лишь один неизвестный параметр  $q$ , связанный с величиной  $c_s$ , а все его остальные параметры точно известны, то наиболее существенная операция, которую нужно выполнить над принятым сигналом  $F_y(r, q_0)$  для получения апостериорной плотности вероятности  $p_{pr}(q)$ , состоит в вычислении корреляционного интеграла [1, 6].

Незнание априорной плотности вероятности  $p_{pr}(q)$  исключает возможность нахождения байесовских оценок. Способом преодоления данных трудностей является критерий, основанный на требованиях несмещенности и минимума условной дисперсии оценки. Результат оценки  $\hat{q}$  не будет содержать систематическую погрешность при условии  $\overline{\hat{q} - q} = 0$ , для любых возможных значений параметра  $q$ . Наименьший разброс несмещенной оценки  $\hat{q}$  относительно истинного значения  $q$  обеспечивается при условии минимума условной дисперсии  $D\{\hat{q} | q\} = \overline{\hat{q} - q}^2 = \min$ . Выполнение этих двух условий позволяет найти оценку параметра  $q$ , которая имеет наименьшую систематическую погрешность.

Нижний предел условной дисперсии оценки параметров сигнала с учетом приведенных выше критериев определяется на основе неравенства Крамера-Рао [1, 6]

$$D(\hat{q}|q) \geq - \left[ \frac{d^2 \ln p(F_y(r, q_0)|q)}{dq^2} \right]^{-1}, \quad (2)$$

где  $p(F_y(r, q_0)|q)$  – условная плотность вероятности.

Рассмотрим случай, когда прием рассеянного электромагнитного сигнала осуществляется на фоне аддитивной помехи  $n(r)$ , которая представляет собой гауссовский случайный процесс с равномерной спектральной плотностью  $N_0$  в пределах полосы пропускания приемника. Для радиоакустических систем это допущение приемлемо, поскольку на эффективность их функционирования доминирующее влияние оказывают только внутренние шумы приемника.

Функционал плотности вероятности  $F_y(r, q_0)$  при условии наличия в нем сигнала  $F(r, q)$  можно записать [1]

$$p(F_y(r, q_0)|F(r, q)) = C \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^R [F_y(r, q_0) - F(r, q)]^2 dr\right\}, \quad (3)$$

где  $C$  – некоторая константа.

«Читая» функционал плотности вероятности (3) как функцию условия  $q$  при фиксированной  $F_y(r, q_0)$ , получим функцию плотности вероятности параметра  $q$ . После раскрытия скобок в показателе экспоненты имеем

$$p(F_y(r, q_0)|q) = C_y \exp\left[-\frac{2z(q) - E(q)}{N_0}\right], \quad (4)$$

где  $z(q) = \int_0^R F_y(r, q_0) \cdot F^*(r, q) dr$  – корреляционный интеграл принятой реализации  $F_y(r, q_0)$  с опорным сигналом  $F(r, q)$ ;  $E(q) = \int F^2(r, q) dr$  – энергия рассеянного сигнала  $F(r, q)$ ;  $C_y$  – коэффициент, зависящий от  $F_y(r, q_0)$ .

Таким образом, определение значения параметра  $q$  должно происходить путем нахождения максимума интеграла  $z(q)$ , который достигается в точке наибольшего сходства принятого  $F_y(r, q_0)$  и опорного  $F(r, q)$  сигналов. Как видно из формулы (4), плотность вероятности параметра  $q$  в принятой реализации  $F_y(r, q_0)$  определяется значением комплексного корреляционного интеграла  $z(q)$ . Таким образом, устройства обработки расдаров должны формировать корреляционный интеграл следующего вида [7]

$$z(q) = \left| \int_0^R F_y(r, q_0) \cdot F^*(r, q) dr \right|. \quad (5)$$

Модуль значения интеграла (5), по сути, есть значение величины выходного эффекта устройств обработки для некоторой реализации входного рассеянного сигнала  $F_y(r, q_0)$  и опорных сигналов, заданных функцией  $F(r, q)$ .

**Функция неопределенности зондирующих радиоакустических сигналов и ее использование при оценке точности определения параметров атмосферы.**

В общем случае результат обработки принятого радиосигнала будет зависеть не только от величины расстройки условия Брэгга, но и от взаимного временного смещения принятого и опорного колебаний. Поэтому интерес представляет анализ некоторой функции, которая будет характеризовать точность определения параметров атмосферы с помощью устройств обработки радиоакустических систем в случае смещения сигналов  $F_y$  и  $F$  в некотором диапазоне значений параметра расстройки  $q$  и дальности  $r$ , которая с временным запаздыванием сигналов связана соотношением  $r = ct$ , где  $c$  – скорость света,  $t$  – время.

Такой функцией для устройств обработки радиоакустических систем может выступать функция неопределенности, которая задается выражением

$$\psi(r_d, q) = \int_{-\infty}^{\infty} F_y(r, q_0) \cdot F^*(r - r_d, q) dr, \quad (6)$$

где  $r_d$  – относительное смещение принимаемого и опорного сигналов по дальности.

Введенное понятие функции неопределенности для радиоакустических систем отличается от ее определения в радиолокации. Классическая функция неопределенности характеризует разрешающую способность радиолокационной станции по дальности и радиальной скорости. Тело неопределенности будет иметь один и тот же вид для заданного зондирующего сигнала

Как видно из формулы (6), для радиоакустических систем функция неопределенности представляет собой корреляционный интеграл рассеянного при некотором значении расстройки условия Брэгга принимаемого сигнала  $F_y$  и предварительно заданного опорного колебания  $F$ . Для корректной обработки опорный сигнал должен выбираться согласно функции рассеяния (1) используемых зондирующих акустического и электромагнитного колебаний.

Графический вид функции неопределенности – тело неопределенности, представляет собой модуль интеграла формулы (6). Как нетрудно заметить, характер тела неопределенности будет меняться в зависимости от величины взаимной расстройки условия Брэгга, относительного смещения сигналов вдоль пространственной координаты и значения величины  $q_0$ , при которой формируется рассеянный сигнал. Существенным отличием введенной функции неопределенности есть то, что для различных значений величины расстройки условия Брэгга  $q$ , при котором формируется рассеянный сигнал, структура тела неопределенности будет различной, даже в случае использования одной и той же пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний. По виду тела неопределенности, количеству и характеру его центрального и боковых пиков, можно судить о потенциальной точности определения параметров атмосферы для выбранных зондирующих радиоакустических сигналов.

Ниже даны примеры тел неопределенности для двух радиоакустических сигналов при различных величинах расстройки условия Брэгга в рассеянном колебании, проведен анализ точности определения параметров атмосферы.

На рис. 1, *а*, *б* представлены тела неопределенности акустического импульса с гауссовской огибающей и электромагнитного импульса, имеющего огибающую прямоугольной формы для  $q_0 = 0$  и  $q_0 = 0,5$  соответственно.

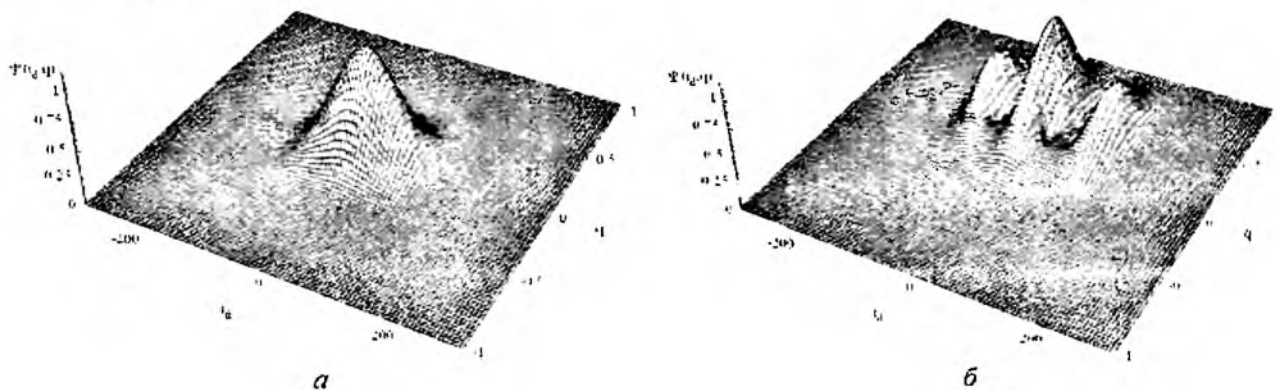


Рис. 1

Из рис. 1, *а*, *б* видно, что форма тел неопределенности для одной и той же пары акустического и электромагнитного сигналов с разным значением расстройки условия Брэгга  $q$  существенно отличается. Максимумы тел неопределенности находятся в сечениях  $q = q_0$ . Вследствие различия формы тел неопределенности, точность оценок параметра  $q$  для каждого из рассмотренных случаев различна.

На рис. 2, *а, б* представлены тела неопределенности акустического и электромагнитного импульса, имеющие огибающие гауссовской формы для  $q_0 = 0$  и  $q_0 = 0,5$  соответственно.

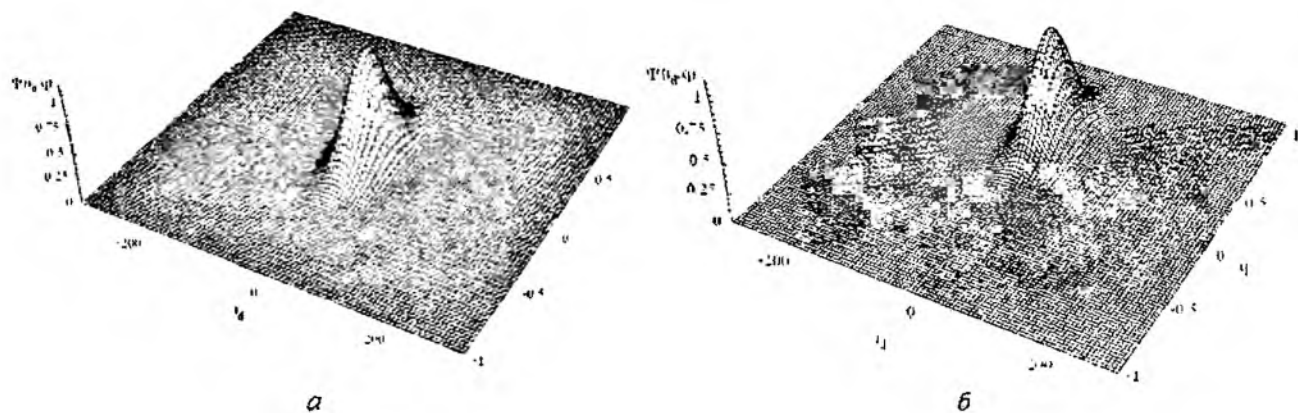


Рис. 2

Как видно из рис. 2, *а, б*, максимумы тел неопределенности для радиоакустических сигналов с экспоненциальными огибающими смещаются в соответствии с изменением  $q$ , причем форма тела неопределенности существенно не изменяется. Это дает возможность сделать вывод, что точность оценки параметра  $q$  для таких сигналов в соответствии с предложенным алгоритмом существенно не зависит от величины расстройки условия Брэгга.

Процедура оценки параметра  $q$  в соответствии с предложенным алгоритмом требует вычисления совокупности модулей корреляционных интегралов (6) для некоторой фиксированной реализации входного сигнала  $F_v(r, q_0)$  и множества опорных сигналов  $F(r, q)$ . Максимальное значение модуля корреляционного интеграла будет соответствовать значению искомой оценки параметра  $q$ . Поскольку характер опорного сигнала  $F(r, q)$  будет различным для различных значений параметра  $q$  даже в случае использования одного и того же зондирующего радиоакустического сигнала, структура устройства обработки должна содержать совокупность корреляторов с различными опорными сигналами.

Практическая реализация предложенного алгоритма обработки требует конечного числа дискретных изменений величины  $q$  в опорном сигнале. Как можно заметить из (1) количество дискретных значений параметра  $q$  должно соответствовать количеству опорных сигналов, изменяющих свою амплитудную и фазовую структуру при изменении  $q$ . Следовательно, число каналов обработки  $N$  при таком алгоритме равно числу оцениваемых значений  $q$ , или в общем случае – числу значений  $q$ , неправильное оценивание которых недопустимо.

Система, реализующая такой метод обработки, может называться доплеровской только с некоторыми оговорками, поскольку измерение собственно доплеровской частоты здесь не происходит. Значение скорости ветра  $c_s$  может быть найдено по формуле

$$c_s = \frac{2\pi f_s}{4\pi f / c - q} \quad (7)$$

после того как выполнена оценка величины  $q$ .

Практическая реализация приведенных алгоритмов обработки сигналов может осуществляться по параллельной или последовательной схемам корреляционного приема.

Предложенный алгоритм обработки радиоакустических сигналов устраняет систематические погрешности измерения параметров атмосферы для РАС. Качество извлечения информации из рассеянного радиосигнала может быть определено по виду функции неопределенности. Количество и характер максимумов функции неопределенности позволяют судить о возможности применения на практике выбранных зондирующих радиоакустических сигналов и оценить точность определения параметров атмосферы с их помощью.

**Список литературы:** 1. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320с.  
2. *Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. и др.* Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с. 3. *Карташов В.М.* Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. №118. С. 61-65. 4. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 5. *Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981. 288 с. 6. *Радиотехнические системы:* Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с. 7. *Карташов В.М.* Оценка параметров сигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. №131. С. 18-20. 8. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 299 с. 9. *Петров А.В., Яковлев А.А.* Анализ и синтез радиотехнических комплексов. М.: Радио и связь, 1984. 246 с.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 10.06.2007*