

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ДИСКРИМИНАТОРА СЛЕДЯЩЕГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Системы радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы используют явление рассеяния электромагнитной волны на звуковой посылке, распространяющейся в атмосфере. По характеристикам принимаемого радиосигнала, рассеянного на звуковых колебаниях, определяется скорость звука в среде, позволяющая вычислять далее значения температуры воздуха и скорости ветра [1].

В настоящее время в системах РАЗ реализованы алгоритмы обработки сигналов, заимствованные из радиолокации, которые основаны на выделении и измерении доплеровской частоты колебаний. Однако оценки скорости звука, получаемые в соответствии с используемыми в системах РАЗ алгоритмами, характеризуются наличием значительных по величине систематических погрешностей (по температуре величина смещения достигает единиц градусов) [1 – 3].

Цель работы – повышение точности оценок скорости звука, получаемых в системах РАЗ.

Основная задача статьи – синтез упрощенного оптимального по критерию максимума правдоподобия алгоритма оценивания параметров радиосигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом.

Принцип работы систем радиоакустического зондирования атмосферы

Системы РАЗ – это системы, предназначенные преимущественно для измерения температуры атмосферы. Принцип работы таких систем состоит в том, что в атмосферу излучаются акустический сигнал и радиосигнал соответственно акустической и радиоантенной.

Акустическая посылка создает в атмосфере систему неоднородностей. Электромагнитный сигнал отражается от системы неоднородностей, при этом изменяется его структура. По отраженному радиосигналу, принимаемому второй радиоантенной, оценивается скорость звука и вычисляются неизвестные параметры атмосферы по формуле (1)

$$c_s = (\gamma RT/\mu)^{1/2} + \vec{V}\vec{n} = a_K \sqrt{T_0} + \vec{V}\vec{n}, \quad (1)$$

где γ – показатель адиабаты (отношение теплоемкостей при постоянном давлении C_p и постоянном объеме C_v); R – универсальная газовая постоянная; T_0 – абсолютная температура; μ – молекулярный вес воздуха; \vec{V} – вектор скорости ветра; $\vec{n} = \vec{k}_s/|\vec{k}_s|$; $\vec{k}_s = 2\pi/\lambda_s$ – волновой вектор. Коэффициент $a_K = (\gamma R/\mu)^{1/2}$ для воздуха слабо зависит от давления, температуры, влажности и на практике обычно считают $a_K = const$.

Особенности рассеяния электромагнитного сигнала на звуке

Рассеяние радиосигнала на акустической волновой посылке имеет некоторые особенности: во-первых, рассеяние радиоволны на звуке является частотно-зависимым: уровень рассеянного радиосигнала зависит от значения параметра расстройки условия Брэгга $q = 2k_e - k_s$, где k_e – волновое число электромагнитного колебания, k_s – волновое число акустического колебания, а во-вторых, при рассеянии на звуке существенно изменяется структура излучаемого радиосигнала, который приобретает в процессе рассеяния дополнительную амплитудную и угловую модуляцию, что видно на рис. 1, на котором изображен спектр радиосигнала, отраженного от акустического пакета на разных высотах. Спектр является не симметричным, что имеет место при совместной амплитудно-фазовой модуляции колебаний.

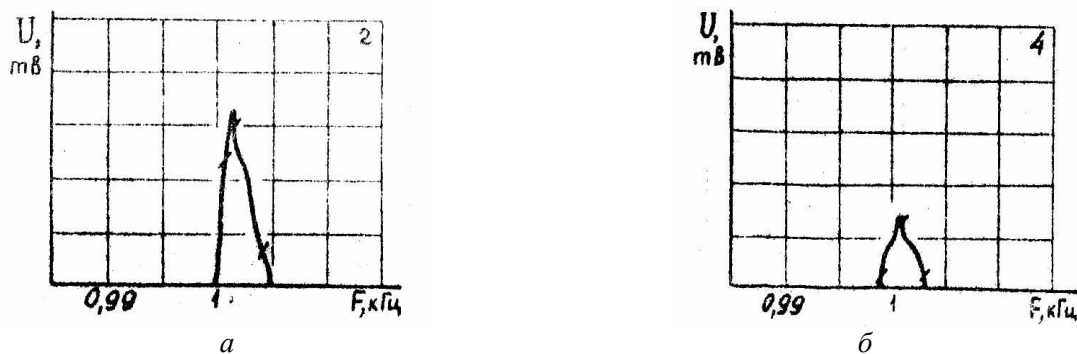


Рис. 1. Спектр радиосигнала, отраженного от акустического пакета на разных высотах: а – 64 м, б – 90 м

Методы обработки сигналов

Рассмотрим существующие методы обработки сигналов в радиоакустических системах. Для этого рассмотрим рис. 2, на котором приведены три профиля, полученные с использованием классических корреляционных алгоритмов обработки при трех различных значениях звуковой частоты. Кружками на профилях отмечены те высоты, на которых f_d практически совпадала с f_s , т.е. высоты для которых $q = 0$. Именно на этих высотах значение оцениваемой температуры оказалось наиболее точным.

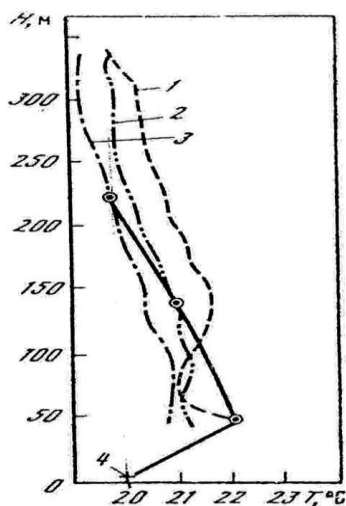


Рис. 2. Профили температуры в атмосфере

Некоторые применяемые на практике методы направлены на поиск условия, когда q в точке будет равно нулю. Такой поиск обеспечивается за счет изменения частоты звукового сигнала, потому методы называются методами с подстройкой частоты зондирующих сигналов. При изменении значения частоты звукового излучения и неизменном значении частоты радиосигнала изменяются значения параметра $q = 2k_e - k_s$. При этом точке $q = 0$ соответствует максимум амплитуды отраженного сигнала и в точке $q = 0$ доплеровский сдвиг частоты рассеянного радиосигнала совпадает с частотой излучаемой звуковой посылки.

Методы с подстройкой частоты зондирующих сигналов требуют большого количества времени для зондирования. Поэтому в ряде систем зондирования применяется метод без подстройки частоты зондирующих колебаний, основанный на оценке доплеровской частоты принимаемого радиосигнала, которая производится путем классической многоканальной корреляционной обработки, показанной на рис. 3, где в качестве опорных сигналов корреляторов применяются колебания той же формы, что и излученные, но с разными несущими частотами.

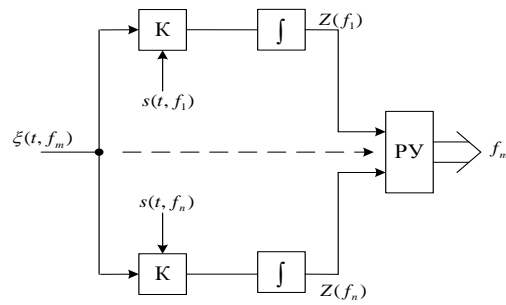


Рис. 3. Корреляционный приемник для оценки доплеровского сдвига частоты

Принцип работы алгоритма описывается выражением

$$Z(f_i, f_m) = \frac{2}{N} \int_0^T \xi(t, f_m) \cdot s(t, f_n) dt, \quad i = \overline{1, n}, \quad (2)$$

где $\xi(t, f_m)$ – принятый электромагнитный сигнал со значением несущей частоты f_m .

Однако такой алгоритм характеризуется систематическими погрешностями в определении температуры воздуха и необходимостью использовать многоканальный коррелятор.

Возникновение погрешности

Чтобы разобраться в причинах возникновения погрешностей, рассмотрим апостериорное распределение информативного параметра a принимаемого радиосигнала [4]

$$P(a/y) = c'' P(a) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T y(t) u_c(t, a) dt \right] \exp \left[-\frac{E_a}{N_0} \right], \quad (3)$$

где c'' – константа, определяющая масштаб по оси ординат; $E_a = \int_0^T u_c^2(t, a) dt$ – энергия сигнала при данном значении сообщения a ; $y(t)$ – смесь полезного сигнала и помехи на входе устройства обработки и воспроизведения информативного параметра a ; $u_c(t, a)$ – сигнал произвольной формы, известный в месте приема точно, за исключением неизвестного информативного параметра a с априорным распределением $P(a)$.

Для широкого класса локационных задач (в том числе задач измерения скорости объектов по доплеровской частоте) и используемых сигналов полагается, что форма сигнала $y(t)$ не отличается от формы опорного сигнала $u_c(t, x)$, а величина E_a полагается не зависящей от информативного параметра a , в процессе формирования искомой оценки она не учитывается и включается в константу c'' . Однако в системах РАЗ атмосферы указанное условие не выполняется. Во-первых, рассеяние радиоволны на звуке является частотно-зависимым: уровень рассеянного радиосигнала зависит от скорости звука, которую необходимо оценить, а во-вторых, при рассеянии на звуке существенно изменяется структура излучаемого радиосигнала, который приобретает дополнительную амплитудную и угловую модуляцию [1].

Следящая система РАЗ атмосферы

Для устранения систематических погрешностей необходимо учитывать изменение формы радиосигнала при его взаимодействии с акустическим колебанием. Форма рассеянного радиосигнала может быть определена с использованием функции рассеяния (4) [2, 3]:

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r'-r) S^*(r') e^{jq'r'} dr', \quad (4)$$

где $q = 2k_e - k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; $k_s = 2\pi f_a / c_a$ – волновое число для звука; $k_e = 2\pi f / c$ – волновое число электромагнитной волны; r – смещение сигналов по

координате «дальность»; $E(2r'-r)$ – комплексная пространственная огибающая радиосигнала; $S(r')$ – комплексная пространственная огибающая акустического сигнала.

В качестве информационного параметра необходимо использовать расстройку условия Брэгга q , которая функционально связана со скоростью звука (5).

$$c_s = \frac{2\pi \cdot f_s}{4\pi \cdot f/c - q}. \quad (5)$$

При формировании опорных сигналов необходимо учитывать зависимость энергии формируемых сигналов от q .

Для упрощения схем многоканальной корреляционной обработки, используемых в существующих системах РАЗ атмосферы, в радиоакустических системах необходимо реализовать следящий алгоритм, который представляет собой упрощенный оптимальный алгоритм обработки сигнала, где упрощение достигается за счет использования значения оцениваемого параметра, определенного на предыдущих циклах наблюдения. Следящий алгоритм соответствует уравнениям:

$$\left(\int_0^T F(r, q_0) F(r, q_1) dr - E(q_1) \right) - \left(\int_0^T F(r, q_0) F(r, q_2) dr - E(q_2) \right) = 0, \quad (6)$$

$$\left(\int_0^T F(r, q) F(r, q_1) dr - E(q_1) \right) - \left(\int_0^T F(r, q) F(r, q_2) dr - E(q_2) \right) = x, \quad (7)$$

где $F(r, q_1)$, $F(r, q_2)$ – опорные сигналы, сформированные с использованием функции рассеяния; $F(r, q_0)$, $F(r, q)$ – сигналы с соседних циклов измерения; x – разница, по которой определяется величина отличия между q_0 и q ; $E(q_1)$, $E(q_2)$ – корректирующие слагаемые, соответствующие энергетическому уровню опорных сигналов.

Схема следящего устройства обработки радиосигнала на основе двухканального коррелятора, устраняющая систематическую ошибку показана на рис. 4 [5].

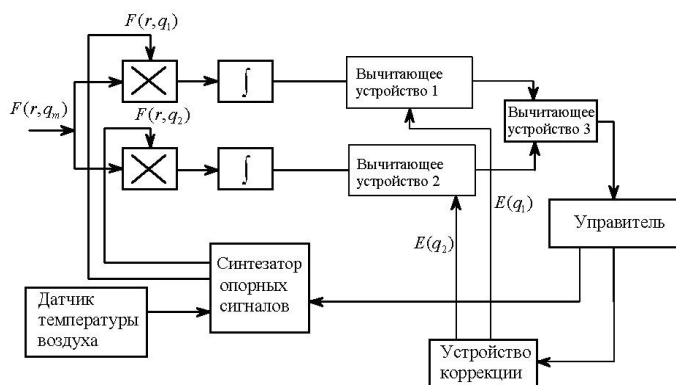


Рис. 4. Следящее устройство обработки сигналов систем РАЗ атмосферы

Схема состоит из датчика температуры, дискриминатора, управителя, генератора опорных сигналов и устройства коррекции. Датчик температуры измеряет температуру на первом уровне трассы зондирования и в соответствии с измеренной температурой формирует управляющий сигнал. Сигнал с датчика температуры задает генератору опорных сигналов значения параметров расстройки условия Брэгга q_1 и q_2 , с которыми необходимо сформировать опорные сигналы для второго уровня трассы зондирования, такие, что разница между корреляционными интегралами сигнала принимаемого с первого уровня трассы зондирования и опорных сигналов равнялась нулю (6).

Опорные сигналы поступают на устройство коррекции, которое формирует корректирующий сигнал в соответствии с энергией опорных сигналов и на дискриминатор, состоя-

щий из двухканального коррелятора и трех вычитающих устройств. Дискриминатор вычисляет разницу U (8) между корреляционными интегралами сигнала, принимаемого с некоторого уровня трассы зондирования, и опорных сигналов удовлетворяющих уравнению (6):

$$\left(\int_0^T F(r, q) F(r, q_1) dr - E(q_1) \right) - \left(\int_0^T F(r, q) F(r, q_2) dr - E(q_2) \right) = U \quad (8)$$

где $F(r, q)$ – сигнал, принимаемый с некоторого уровня трассы зондирования.

Дискриминатор определяется дискриминационной характеристикой (ДХ). Дискриминационная характеристика – это характеристика, показывающая зависимость напряжения U на выходе дискриминатора от разницы $y = q - q_0$, где q – расстройка условия Брэгга на некотором уровне трассы зондирования, q_0 – расстройка условия Брэгга на предыдущем уровне трассы зондирования. Наибольшая линейность и длина линейного участка ДХ для заданных зондирующих колебаний задаются величиной 2Δ , на которую отличаются параметры расстройки условия Брэгга q_1 и q_2 опорных сигналов.

Напряжение с дискриминатора поступает на управитель, который в соответствии с дискриминационной характеристикой дискриминатора вычисляет расстройку условия Брэгга на текущем уровне трассы зондирования и формирует управляющий сигнал, который задает генератору опорных сигналов значения параметров расстройки условия Брэгга, при которых напряжение на выходе дискриминатора для сигнала с текущего уровня трассы зондирования будет стремиться к нулю.

Заключение

Синтезирован упрощенный оптимальный алгоритм обработки сигналов и сформулированы предложения по совершенствованию существующих систем РАЗ. В результате синтеза получен дискриминатор, позволяющий производить оценки без систематической ошибки, свойственной системам РАЗ, построенным как измерители доплеровской частоты. Устранение систематической ошибки достигается за счет формирования опорных сигналов дискриминатора в соответствии с преобразованиями, которым сигнал подвергается в локационном акустическом канале. Опорные сигналы формируются с помощью функции рассеяния. Значения корреляционных интегралов в дискриминаторе корректируются с учетом энергий формируемых опорных сигналов.

Скорость звука в предложенном алгоритме оценивается по энергетическому параметру сигнала, в связи с чем, значения корреляционных интегралов в двухканальной схеме корректируются с учетом энергий формируемых опорных сигналов. Оценка скорости звука по энергетическому параметру достаточно непривычна, поскольку в радиолокации утвердилась точка зрения, что определение скорости движения объекта осуществляется посредством оценки неэнергетических параметров сигнала, чаще всего частоты колебания.

Список литературы 1. *Каллистратова, М.А., Кон, А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М. : Наука, 1985. – 200 с. 2. *Карташов, В.М.* Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника. – 2001. – №118. – С. 61-65. 3. *Карташов, В.М.* Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. – Харьков : ХНУРЭ, 2011. – 233 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. *Карташов, В.М., Куля, Д.Н., Пащенко, С.В.* Алгоритм автосопровождения изменений информационного параметра сигнала радиоакустических систем // Восточно-Европейский ЖУРНАЛ передовых технологий. – 2012 – № 4/9(58). – С. 57-61.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 13.09.2012