

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ОЦЕНОК МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛА, РАССЕЯННОГО АКУСТИЧЕСКИМ ВОЛНОВЫМ ПАКЕТОМ

Введение

Задача синтеза измерительных радиосистем заключается в определении по некоторому критерию качества структуры системы при заданных характеристиках внешних воздействий, условиях работы и ограничениях. Важнейшим этапом оптимизации радиосистемы является синтез оптимальных зондирующих (излучаемых) сигналов и устройств их обработки (фильтров). С математических позиций синтез сигналов и фильтров радиосистем заключается в формировании и поиске экстремумов некоторых функционалов, описывающих критерий качества системы, такими могут быть отношение сигнал – помеха, дисперсия ошибки воспроизведения полезного сообщения, вероятность обнаружения сигнала и др. [1, 2, 3]. Синтез пары «сигнал-фильтр» в общем случае, при произвольных характеристиках помех весьма сложен, поэтому достаточно часто задача синтеза (оптимизации) используемых в радиосистемах сигналов и устройств их обработки решается отдельно. Сигналы, поступающие на вход приемного устройства систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы, существенно отличаются от излучаемых, вследствие этого алгоритм их обработки также характеризуется рядом специфических особенностей.

Синтез алгоритма обработки сигналов

Рассмотрим задачу синтеза устройства обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы с учетом характерных для них условий работы и имеющихся ограничений. Смесь сигнала и помехи на входе устройства обработки и воспроизведения информативного параметра x представим в виде

$$y(t) = u_c(t, x) + u_{ш}(t), \quad (1)$$

где $u_c(t, x)$ – сигнал произвольной формы, известный в месте приема точно, за исключением неизвестного информативного параметра x с априорным распределением $P(x)$; полезный сигнал принимается на фоне помехи, представляющей собой аддитивный независимый стационарный нормальный белый шум $u_{ш}(t)$ с известной спектральной плотностью N_0 . При рассмотрении вопроса необходимо учитывать особенность систем РАЗ – излучение в атмосферу двух зондирующих колебаний – акустического и электромагнитного, которые представляют собой векторный зондирующий сигнал. В соответствии с этим в рассматриваемой задаче термин «сигнал-фильтр» определяет совокупность алгоритмов временной обработки, выполняемых в передающем и приемном радиоустройствах и передающем акустическом устройстве.

Апостериорное распределение информативного параметра при известной реализации $y(t)$ имеет вид $P(x | y) = kP(x)P(y | x)$, где k – константа, не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза; $P(y | x)$ – условная плотность вероятности (функция правдоподобия) реализации $y(t)$ при данном x .

Для заданных условий апостериорное распределение параметра x имеет вид [2]

$$P(x | y) = c^1 P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - u_c(t, x)]^2 dt \right], \quad (2)$$

где c^1 – несущественная константа, поскольку решение о значении x , которое должно быть выдано на выходе приемного устройства, зависит лишь от формы распределения $P(x | y)$, но не от его масштаба по оси ординат.

Выражение (2) можно представить в виде

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

Здесь

$$c'' = c^1 \exp \left[\frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \right]$$

– константа (для данной реализации $y(t)$), не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза. Априорное распределение $P(x)$ сообщений в данной задаче можно полагать не зависящим от x в пределах x_{\min}, x_{\max} и равным нулю вне этих пределов.

Величина $Q_x = \int_0^T u_c^2(t, x) dt$ – удельная (т.е. выделяемая на единичном сопротивлении)

энергия сигнала при данном значении сообщения x . Для широкого класса задач и используемых сигналов величина Q_x также полагается не зависящей от параметра x , в процессе формирования искомой оценки не учитывается и включается в константу c'' . Однако в данном случае, применительно к системам радиоакустического зондирования атмосферы, это условие не выполняется. В системах РАЗ рассеяние электромагнитного сигнала на акустической волновой посылке является частотоизбирательным, определяется и описывается совместной функцией рассеяния используемых звукового и радиосигнала. В качестве информативного параметра в данной задаче выступает скорость распространения звука в атмосфере, с помощью которой определяются температура и скорость ветра среды. В целях удобства в качестве информативного параметра целесообразно использовать величину q , характеризующую степень расстройки условия Брэгга, которая однозначно функционально связана со скоростью звука. Таким образом, в данной задаче энергия принимаемого сигнала зависит от скорости звуковой посылки и от значения параметра q , т.е. имеет место функциональная зависимость – $Q(q)$.

В большинстве же задач, рассмотренных в литературе, вид функции $P(x | y)$ определяется главным образом корреляционным интегралом

$$J(x) = \int_0^T y(t) u_c(t, x) dt. \quad (4)$$

Как следует из ряда работ по теории оптимального приема, например [2,4,5], при указанном виде помехи структура оптимального приемного устройства в этом случае включает вычислитель величины $J(x)$ и решающее устройство. Это связано с тем, что уравнение (3) является трансцендентным относительно искомого параметра x и не имеет, как правило, строгого аналитического решения. Поэтому на практике используют различные способы приближенного решения поставленной задачи. Вычислитель $J(x)$ должен определять значения корреляционного интеграла (4) для всех возможных значений

воспроизводимого сообщения x , т.е. воспроизводит развертку функции $\ln p(y/x)$ на интервале возможных значений x , и выдает результаты этого вычисления на решающее устройство. Решающее устройство на основе поступившей на его вход информации должно вынести решение x^* . В подавляющем большинстве случаев наиболее сложной частью оптимального приемника является вычислитель корреляционного интеграла, а не решающее устройство. В частности, если сообщение является дискретной величиной (независимой в разных сеансах его воспроизведения), то задача решающего устройства при любом критерии оптимальности сводится к простому линейному без инерционному преобразованию совокупности значений $J(x_1), \dots, J(x_m)$ корреляционного интеграла $J(x)$ выдаваемых его вычислителем.

Обработка поступающей на вход приемника смеси $y(t)$ по закону (4) называется согласованной (с формой сигнала $u_c(t, x)$), так как каждое значение интеграла $J(x)$ определяется для соответствующего ожидаемого сигнала $u_c(t, x)$, т.е. для соответствующего образца (копии) сигнала. В случае дискретного сообщения достаточно вычислить m значений интеграла (4) для m образцов сигнала $u_c(t, x_1), \dots, u_c(t, x_m)$. В частности, в задаче обнаружения сигнала $m = 2$,

$$u_c(t, x_1) = u_c(t, x_1), \quad u_c(t, x_2) = 0.$$

И, как следует из (4), достаточно вычислить одно значение корреляционного интеграла

$$J(x_1) = \int_0^T y(t) u_c(t) dt,$$

соответствующее образцу (копии) обнаруживаемого сигнала $u_c(t)$. При этом задача решающего устройства сводится к сравнению значения $J(x_1)$ с некоторым порогом U_0 .

В задачах оценивания непрерывного параметра x воспроизвести развертку функции $\ln p(y/x)$ на всем интервале возможных значений x технически затруднительно (исключение составляет лишь случай, когда x представляет собой время прихода сигнала или параметр, линейно связанным с ним). Во всех других случаях, как правило, воспроизводится функция $J(x)$ лишь для совокупности дискретных точек в области возможных значений x . Устройство вычисления $J(x_1)$ строится по многоканальной схеме и выполняется с использованием двух теоретически равноценных устройств обработки: корреляционных и фильтровых.

Таким образом, для рассмотренного вида помехи оптимальная обработка сигнала в приемном устройстве сводится к обработке, согласованной с ожидаемым сигналом $u_c(t, x)$ и состоящей в основном в вычислении корреляционного интеграла вида (4). Множитель в (4), содержащий величину Q_x , при построении устройств оценивания информативных параметров, практически не учитывается, выполняя роль некоторой константы, определяющей масштаб функции $P(y|x)$ по оси ординат, и не перемещающей экстремум функции по оси абсцисс. Действительно, энергия принимаемого сигнала практически не зависит от его частоты, начальной фазы и времени прихода. Вследствие этого значение анализируемого члена, содержащего величину Q_x , принимается во внимание только в задачах обнаружения и учитывается в значении порога.

Анализ алгоритма обработки сигналов

Большинство известных радиоакустических систем предназначены для измерения температуры атмосферы, которая функционально связана со скоростью звука в среде. В известных системах скорость звука определяется по доплеровскому сдвигу частоты

электромагнитных колебаний, рассеянных на звуковой посылке. Поэтому устройства обработки всех известных станций радиоакустического зондирования атмосферы, независимо от видов используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, построены как измерители доплеровской частоты. Теоретической моделью применяемых в системах РАЗ устройств обработки являются рассмотренная выше многоканальная корреляционная или фильтровая схема оценки информативного параметра, или следящая схема, содержащая дискриминатор в виде двухканального коррелятора с расстроенными на величину Δx каналами.

Однако, структура оптимального приемника, в общем случае, как следует из выражения (3), определяется не только корреляционным интегралом, но и характером сообщения x , видом зависимости $u_c(x)$, значением величины Q_x , а также видом критерия оптимальности.

Распространенные в радиолокации алгоритмы обработки колебаний строятся в предположении, что форма сигнала $u_c(t, x)$ при отражении от цели (при различных значениях вектора параметров цели, например скорости движения цели и ее производных) не изменяется, а изменяются лишь значения параметров отраженного сигнала, в которые и «закладывается» полезная информация об информативных параметрах цели x . Оптимальной в этом случае является многоканальная схема обработки принимаемых сигналов с использованием корреляторов или фильтров, согласованных с излучаемым сигналом, которые позволяют решать задачи обнаружения, оценивания параметров, разрешения [1,2,3].

Аналогичные процедуры обработки реализуются в настоящее время и в радиоакустических станциях. Однако в радиоакустическом локационном канале, как показано в [6], наблюдается изменение формы излучаемых колебаний, значительно изменяется как фазовая структура колебания, так и форма огибающей. Спектр рассеянного сигнала становится несимметричным, что, как известно из теории сигналов [2,3], имеет место при совместной амплитудно-угловой модуляции. Изменение фазовой структуры сигнала приводит, прежде всего, к изменению характера функциональной зависимости $u_c(t, x)$, а изменение огибающей сигнала к изменению величины Q_x с изменением параметра x .

Поскольку принимаемый радиосигнал систем РАЗ существенно отличается от излучаемого или опорного в соответствующем канале многоканальной корреляционной схемы обработки, а энергия принимаемого сигнала существенно разнится по каналам в силу наличия зависимости $Q(x)$, то результаты измерений, например, доплеровской частоты в расдарах содержат систематическую погрешность, что характерно как для простых, так и сложных звуковых импульсов. Другими словами, классические радиолокационные алгоритмы обработки являются «мельницей» для входного сигнала РАС, существенно искажающей содержащуюся в нем полезную информацию о состоянии атмосферы.

Таким образом, алгоритм формирования оценок существующих систем радиоакустического зондирования атмосферы не соответствуют полностью выражению (3), т.е. получаемые оценки не являются оценками максимума апостериорной плотности вероятности или оценками максимального правдоподобия. Действительно, максимально правдоподобные оценки, как известно, – несмещенные, эффективные и состоятельные, а оценки существующих систем РАЗ содержат систематическую погрешность, т.е. являются смещенными.

Причина наличия в результатах измерений систематической погрешности заключается в неучете при формировании оценки члена $\exp(-Q_x/N_0)$, содержащегося в выражении (3), который смещает максимум формируемой системами РАЗ достаточной статистики вдоль оси абсцисс. Величина смещения максимума решающей функции зависит, прежде всего, от вида функции рассеяния зондирующих акустического и электромагнитного сигналов, используемых в конкретной радиоакустической станции. Чем резче спадает функция

рассеяния вдоль оси q , тем больше и значение формируемой систематической погрешности измерений [6,7].

Для того чтобы в системах РАЗ формировать оценки максимального правдоподобия необходимо, чтобы алгоритм их получения полностью соответствовал выражению (3), т.е. обязательно следует принимать во внимание не только член, содержащий корреляционный интеграл, но и член, содержащий энергию принимаемого сигнала $\exp(-Q_x/N_0)$.

Таким образом, данная схема формирования оценки в большей степени соответствует схеме формирования оценки энергетического параметра сигнала. Такое положение достаточно непривычно, поскольку в радиолокации утвердилась точка зрения, что оценивание скорости движения объекта осуществляется посредством оценивания неэнергетических параметров сигнала, чаще всего частоты колебания.

Несущественным изменение формы сигнала в радиоакустическом канале можно считать только при использовании простых акустических импульсов и выполненном условии Брэгга $q=0$, когда имеет место только искажение огибающей без нарушения тонкой внутренней структуры колебания. Инженерам, эксплуатирующим системы РАЗ, удалось экспериментально установить отсутствие систематической ошибки измерений при $q=0$. В этом случае спектр рассеянного сигнала, как следует из многочисленных экспериментальных данных, всегда является симметричным [7]. Поэтому при $q=0$ используемые в системах РАЗ традиционные устройства обработки, предназначенные для измерения доплеровской частоты, не дают специфической систематической погрешности оценивания скорости звука, обусловленной искажениями сигнала в канале. Если же $q \neq 0$ такая ошибка имеет место и возрастает с увеличением значения параметра q .

На практике процесс выполнения измерений при использовании простых звуковых импульсов осуществляют, как правило, применяя адаптацию – подстройку частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, т.е. добиваются выполнения условия $q=0$ и используют по существу только один, центральный канал многоканальной корреляционной схемы обработки.

Это существенно усложняет систему и процесс зондирования, поскольку адаптация осуществляется в ручном режиме. Выполняют измерения и без частотной адаптации системы к метеорологической обстановке по трассе распространения волн, но систематические ошибки оценивания метеопараметров получаются в этом случае очень значительными. Подобная ситуация с формированием ошибки имеет место и при использовании сложных акустических импульсов.

Значение скорости звука c_s , после того как выполнена оценка величины \hat{q} в соответствии с предложенным алгоритмом, формирующим оценки максимального правдоподобия, определяется по формуле

$$c_s = \frac{2\pi f_s}{4\pi f / c - \hat{q}},$$

где f_s – частота звука; f – частота радиосигнала; c – скорость распространения радиоволн.

Заключение

Таким образом, как следует из изложенного, применяемые в настоящее время в расдарах алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Задача оценивания скорости звука в соответствии с предложенным алгоритмом по существу сводится к оцениванию параметра q , который выступает как энергетический параметр, характеризующий оба, векторные составляющие зондирующего колебания и состояние среды. Вообще говоря, данная задача не является задачей оценки параметров

принимаемого колебания, поскольку оцениваются не параметры сигнала, а по его форме оцениваются параметры среды.

Система, реализующая такой метод обработки, может называться доплеровской только с некоторыми оговорками, поскольку измерение собственно доплеровской частоты здесь не производится. Оценивание амплитуды, фазы, времени прихода сигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом, как и его обнаружение, также должны выполняться с учетом описанных преобразований в канале. Классические радиолокационные алгоритмы обработки, основанные на использовании оптимальных фильтров, согласованных с излучаемым радиосигналом, обеспечивают в этих условиях по понятным причинам гораздо более худшие значения показателей качества.

Список литературы: 1. *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. 2. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320с. 3. *Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с. 4. *Ширман Я.Д., Манясос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с. 5. *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. – 496с. 6. *Карташов В.М.* Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* – 2001. – №118. – С. 61-65. 7. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М.: Наука, 1985. – 200 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.01.2011