

УДК 621.396

А.В. Кобзев, В.В. Романенко

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков

ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОГО ВИДА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ

Отмечаются проблемные вопросы при решении задачи оптимального приема сигналов с неизвестными видами и параметрами модуляции при пространственно разнесенном приеме в общем случае, когда взаимные запаздывания сигналов между приемными антеннами могут превышать интервал корреляции сигналов (многопозиционные системы) или могут быть соизмеримыми с длиной волны (многоканальные пеленгаторы). На основе адаптивного байесового подхода для таких случаев приводится пример синтеза оптимального обнаружителя таких сигналов.

Ключевые слова: *оптимальный прием, сигнал с неизвестным видом и параметрами модуляции, адаптивный байесовый подход, синтез оптимального обнаружителя.*

Введение

Постановка проблемы и анализ последних исследований и публикаций. Задача пространственно-временной обработки сигналов с неизвестными видами и параметрами модуляции характерна для многопозиционных (многоканальных) средств

радиомониторинга и радиоэлектронной разведки при решении задач местоопределения (пеленгации) источников радиоизлучения (ИРИ).

В таких средствах приходится иметь дело с большим многообразием сигналов, излучаемых разнообразными радиотехническими системами в широком диапазоне частот.

В большинстве практических случаев априорные сведения о таких сигналах известны лишь в виде перечня возможных видов модуляции и граничных значений их параметров. Заранее нельзя предсказать, какой из возможных конкретных видов сигналов может присутствовать на входе приемника. В известной литературе указанные выше условия приема почти не рассматриваются. Авторы многих работ на основе эвристических соображений указывают на необходимость применения энергетического приемника для случая одноканального приема, а многоканальный вариант остается нерассмотренным. Исключение составляет лишь работа [1], в которой ставится и решается задача обнаружения и пеленгации ИРИ сигналов неизвестного вида для случая приема на многоэлементную антенну.

Цель статьи. В настоящей работе вначале решается задача оптимального приема неизвестных сигналов в многопозиционной системе приема, где сигналы на выходах антенн могут иметь взаимные сдвиги по времени, значительно превышающие интервал корреляции, и поэтому результаты работы [1] для указанных условий здесь нельзя использовать. Случай приема в системе многоканальной пеленгации является частным случаем многопозиционного приема и поэтому данную работу можно рассматривать как обобщение выводов работы [1] в части, касающейся приема сигналов неизвестного вида.

Постановка задачи. Имеется M приемных позиций, расстояния между которыми могут быть соизмеримы с дальностью до обнаруживаемого ИРИ. Комплексную огибающую принимаемого сигнала на интервале времени T в векторной форме представим в виде

$$Y(t) = S(t) + N(t). \quad (1)$$

Здесь $N(t)$ – вектор некоррелированных внутренних шумов приемных каналов с гауссовой статистикой и одинаковой дисперсией в каналах, $S(t)$ – полезный сигнал неизвестного вида, который для m -ой позиции ($m=1..M$) можно представить в виде

$$s_m(t) = w_m d_m(\alpha_m) a(t - \tau_m) e^{j[\varphi(t - \tau_m) + \psi_m]}. \quad (2)$$

Введены следующие обозначения: $a(t)$, $\varphi(t)$ – неизвестные функции амплитудной и угловой модуляции; w_m , τ_m , ψ_m – взаимные различия сигналов по интенсивности, временной задержке и начальной фазе соответственно. Эти различия будем отсчитывать относительно какой либо приемной позиции (пусть первой), т.е. $\tau_1=0$; $w_1=1$, $\psi_1=0$. Функция $d_m(\alpha_m)$ описывает нормированную комплексную характеристику направленности антенны для двумерного вектора угловых координат α_m , измеряемых из m -ой позиции. Считаем известной среднюю частоту f_c и ширину спектра Δf_c сигнала ($\Delta f_c \ll f_c$). Параметры τ_m и α_m содержат информацию о координатах ИРИ и поэтому их будем

относить к информативным, которые необходимо оценивать в процессе пространственно-временной обработки. Требуется определить оптимальный алгоритм обнаружения такого сигнала, который является также основой оптимального измерения информативных параметров.

Изложение основного материала

Классическая процедура оптимального обнаружения состоит в вычислении отношения правдоподобия (ОП) (или его логарифма) $L = W_{\text{сш}}(Y)/W_{\text{ш}}(Y)$, которое содержит плотности распределения вероятностей для смеси принятого сигнала и шума $W_{\text{сш}}$ или только шума $W_{\text{ш}}$ [1 – 3]. При обнаружении сигналов с неизвестными видами модуляции следует относить эти сигналы к случайным процессам. Для большинства видов сигналов, излучаемых радиотехническими средствами, их плотности распределения вероятностей нельзя отнести к гауссовым (особенно сигналы с угловой модуляцией) и их смесь с внутренним гауссовым шумом также является негауссовым процессом. Класс негауссовых процессов очень широк и отсутствуют пригодные для практического использования обобщенные статистические описания многомерных негауссовых процессов. По этой причине невозможно применить классический подход для синтеза оптимального алгоритма обнаружения сигнала неизвестного вида и для оптимизации следует искать другие подходы.

Один из таких подходов развит в работе [1] и проиллюстрирован на ряде примеров. Авторы этой работы называют его адаптивным байесовым подходом. Сущность его состоит в том, что вначале все параметры сигнала считаются известными, т.е. статистика считается гауссовой при наблюдении на фоне внутренних шумов приемника и затем неизвестные неинформативные параметры заменяются на их максимально правдоподобные оценки. Математически такой алгоритм можно представить в виде

$$L(\beta, \gamma) = \max_{\beta, \gamma} \frac{W(Y|S(\beta, \gamma))}{W(Y)}, \quad (3)$$

где β , γ – соответственно неизвестные информативные и неинформативные параметры. Применим этот подход к решению сформулированной выше задачи. Плотность $W(Y)$ соответствует случаю отсутствия полезного сигнала, т.е. $W(Y) = W_{\text{ш}}(Y)$.

Предварительно перейдем к спектральной форме записи принятых колебаний. Это позволит разделить информативные и неинформативные параметры на отдельные сомножители [3]. Преобразование Фурье полезного сигнала представим в виде $a(t - \tau_m) e^{j\varphi(t - \tau_m)} \Leftrightarrow g(\omega) e^{-j\omega\tau_m}$. Перейдем к дискретному преобразованию Фурье (ДПФ), при котором сигнал представляется в виде совокупности комплексных спектральных коэффициентов

$g_k e^{-j(\eta_{km} + \psi_m)}$, где $g_k = g(2\pi k/T)$, $\eta_{km} = 2\pi k t_m/T$, $k=1..K$, $K = \Delta f c T$. Здесь в коэффициентах g_k содержится информация о виде и параметрах модуляции сигнала, а в фазе η_{km} – информация о координатах ИРИ. Применение ДПФ позволяет упростить решение поставленной задачи и дает также основу для реализации алгоритмов обработки в цифровом виде.

С учетом введенных обозначений принятые колебания (1) в спектральной форме представляются совокупностью M -мерных векторов $F_k = g_k X_k + N_k$, где вектор X_k состоит из величин $x_{km}(\alpha) = w_m d_m(\alpha) \exp[j(\eta_{km} + \psi_m)]$, N_k – ДПФ шумов. Считая пока известными величины g_k и учитывая некоррелированность спектральных отсчетов F_k , логарифм ОП можно записать в виде [2, 3].

$$z = \ln L = \sum_{k=1}^K z_k; \quad (2)$$

$$z_k = \text{Re} \left[g_k^* X_k^* F_k \right] - \frac{1}{2} |g_k|^2 X_k^* X_k + C.$$

Здесь звездочка означает комплексное сопряжение и транспонирование, C – константа, которую в дальнейшем будем относить к порогу обнаружения. Теперь, считая неизвестными величины g_k , находим оценки этих величин из уравнений правдоподобия $\partial z_k / \partial g_k = 0$

$$\hat{g}_k = \frac{X_k^* F_k}{X_k^* X_k}. \quad (3)$$

После подстановки этих оценок в равенство (2) с учетом равенства $X_k^* X_k = \sum_m w_m^2 d_m^2 \alpha_m = x_{\Sigma}^2$ получаем алгоритм оптимального обнаружения, не содержащий неизвестные неинформативные параметры g_k ,

$$z_0 = \frac{1}{x_{\Sigma}^2} \sum_{k=1}^K |X_k^* F_k|^2 = \frac{1}{x_{\Sigma}^2} \sum_{k=1}^K X_k^* \hat{\Phi}_k X_k. \quad (4)$$

Здесь матрица $\hat{\Phi}_k = F_k F_k^*$ является оценкой матрицы энергетических спектров на частоте $\omega_k = 2\pi k/T$. Д

ве правые части равенства указывают на два возможных варианта пространственно-спектральной обработки. Отметим, что полученный алгоритм относится к случаю пространственно-когерентной многопозиционной системы, когда принятые сигналы когерентно суммируются на каждой частоте ω_k при условии, что фазы $\eta_{km} + \psi_m$ в процессе обзора пространства точно совпали с фазами сигнальных составляющих. Суммирование частотных составляющих осуществляется некогерентным способом, что является следствием незнания вида модуляции сигнала. Важным обстоятельством является то, что алгоритм обработки (5) совпадает с оптимальным ал-

горитмом обработки гауссового сигнала, полученного в работе [3, с. 186], если не учитывать мало существенного множителя, зависящего от формы его спектра.

Для пространственно-некогерентной многопозиционной системы оптимальный алгоритм можно получить, если в модели сигнала (1) полагать случайными и независимыми фазовые сдвиги ψ_m и затем применить тот же адаптивный подход. В результате придем к алгоритму, совпадающему с оптимальным алгоритмом обработки гауссового сигнала с квазидетерминированной корреляционной матрицей, полученным в работе [3].

Спектральная форма записи этого алгоритма будет иметь вид

$$z_1 = \frac{1}{x_{\Sigma}^2} \sum_{k=1}^K \left(\sum_{m=1}^M w_m^2 |d_m \alpha_m F_{km}|^2 + \right. \quad (5)$$

$$\left. + 2 \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=m+1}^M w_m w_i \left| d_m^* \alpha_m d_i \alpha_i \times \right. \right.$$

$$\left. \times F_{km}^* F_{ki} e^{-j \eta_{ki} - \eta_{km}} \right).$$

Процедура обнаружения в данном случае предполагает образование каналов энергетической обработки на выходах каждой антенны (первые слагаемые в скобках), каналов взаимно-энергетической (корреляционной) обработки (вторые слагаемые) и некогерентное весовое суммирование полученных результатов. Накопление в частотной области по-прежнему осуществляется некогерентно. Структурные схемы оптимальных обнаружителей для гауссовых сигналов, соответствующие алгоритмам (4) и (5), представлены в работе [3].

Из равенства (4) как частный случай когерентной системы можно получить алгоритм многоканальной обработки для случая многоэлементной антенны, когда расстояния между фазовыми центрами элементов соизмеримы с длиной волны. Такая задача характерна для средств пеленгации. Сигналы на выходах антенных элементов имеют взаимные фазовые сдвиги или различные амплитудные соотношения в зависимости от характеристик направленности элементов и угловых координат ИРИ, но одинаковые для всех спектральных составляющих. Поэтому можно считать $X_k = X(\alpha)$ для всех k . Здесь вектор $X(\alpha)$ описывает амплитудно-фазовые соотношения сигналов на выходах элементов на средней частоте f_c для двумерного вектора угловых координат α . Антенная система может иметь произвольный вид. Она может представлять собой антенную решетку из одинаковых элементов, две или четыре остроуправленные антенны как в амплитудных моноимпульсных пеленгаторах, рамочные антенны и др. С учетом введенных замечаний алгоритм (4) для рассматриваемого случая преобразуется к виду

$$z_2 \alpha = \frac{K \cdot X^* \alpha \hat{\Phi} X \alpha}{X^* \alpha X \alpha}. \quad (6)$$

Здесь $\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K F_k F_k^*$ – оценка матрицы энергетических спектров. Угловые координаты ИРИ определяются по положению максимума функции $z(\alpha)$ на двумерной плоскости.

При постановке оптимизации процедуры обнаружения можно отказаться от априорных сведений о средней частоте сигнала f_c . Достаточно указать лишь диапазон частот $f_{\min}..f_{\max}$, в котором находится f_c . Можно показать, что алгоритмы (4), (5), (6) существенно не изменятся. При этих условиях ДПФ необходимо осуществлять в диапазоне $f_{\min}..f_{\max}$, а некогерентное накопление частотных составляющих осуществлять методом скользящего окна размером K , как это предлагается при одноканальном приеме [4].

Для анализа показателей обнаружения необходимо определить статистические характеристики величин z_0, z_1, z_2 (их законы распределения). Решение этой задачи в общем случае наталкивается на значительные трудности и связано с неопределенностью многомерных статистических характеристик сигнальных составляющих входных процессов. Однако, если $K = \Delta f_c T \gg 1$, то указанные величины можно считать нормально распределенными. При выполнении этого условия легко находятся средние значения и дисперсии величин z_0, z_1, z_2 , если входные процессы имеют нормальный закон распределения. Именно для такого случая в работе [3] проведен анализ характеристик обнаружения для многопозиционных систем с оптимальной и квазиоптимальными способами обработки при гауссовой статистике входных процессов.

Полученные в той работе результаты можно лишь в первом приближении распространить на

рассматриваемый здесь случай приема сигналов неизвестного вида. Связано это с тем, что статистические характеристики величин z_0, z_1, z_2 зависят от вида модуляции сигнала $a(t)\exp[\varphi(t)]$ и поэтому характеристики обнаружения при прочих одинаковых условиях будут зависеть от вида модуляции. Более точные результаты по характеристикам обнаружения можно получить путем имитационного моделирования при конкретном задании видов и параметров модуляции.

Выводы

Применение адаптивного байесового подхода для оптимизации процедуры обнаружения сигналов с неизвестными видами модуляции при их пространственно разнесенном приеме приводит к тем же правилам обработки, что и в случае гауссовых сигналов. Для анализа характеристик обнаружения в первом приближении можно использовать ранее известные результаты, полученные для случая наблюдения сигналов с гауссовой статистикой [3].

Список литературы

1. Репин В.Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М. Сов. радио, 1977. – 433 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд-е 2-е / под ред Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Сов. Радио, 1993. – 416 с.
4. Селезнев С.В. Синтез и моделирование алгоритмов обнаружения скрытых радиосигналов с неизвестной структурой / дис. ... канд. техн. наук. С.В. Селезнева. – Х.: ХУВС, 2005. – 162 с.

Поступила в редколлегию 24.02.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф. А.М. Сотников, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ОПТИМАЛЬНА ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ НЕВІДОМОГО ВИДУ У БАГАТОКАНАЛЬНИХ ПРИЙОМНИХ СИСТЕМАХ

А.В. Кобзев, В.В. Романенко

Відмічаються проблемні питання стосовно рішення задачі оптимального прийому сигналів з невідомими видами та параметрами модуляції при просторово рознесеному прийомі в загальному випадку, коли взаємні запізнення сигналів між прийомними антенами можуть перевищувати інтервал кореляції сигналів (багатопозиційні системи) або можуть бути співрозмірними з довжиною хвилі (багатоканальні пеленгатори). На основі адаптивного байесового підходу для таких випадків наводиться приклад синтезу оптимального виявлювача таких сигналів.

Ключові слова: оптимальний прийом, сигнал з невідомим видом та параметрами модуляції, адаптивний байесовий підхід, синтез оптимального виявлювача.

OPTIMAL SPACE-TIME SIGNAL OF UNKNOWN IN MULTICHANNEL RECEIVER SYSTEMS

A.V. Kobzev, V.V. Romanenko

There have been issues of concern to solve the problem of optimal signal reception with unknown species and the modulation parameters for the space diversity reception in the general case, when the mutual delay of signals between the receiving antennas may exceed the correlation interval signals (multi-station system) or can be comparable with the wavelength (multi-channel direction-finders). On the basis of an adaptive Bayesian approach for such cases is an example of synthesizing an optimal detector of signals.

Keywords: optimal reception, the signal with unknown parameters and the type of modulation, adaptive Bayesian approach, synthesis of optimal detector.