

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

д.т.н. Г.В. Ермаков, к.т.н. И.В. Норинчак, Д.С. Калугин, В.А. Гардаш

Определен один из возможных методов обнаружения сверхширокополосных сигналов в виде обработки одной некоррелированной последовательности на фоне другой некоррелированной последовательности. Предложена методика расчета вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения.

Введение. Задачей приема является извлечение информации из смеси полезного сигнала и шума. Вещественные модели сверхширокополосных (СШП) сигналов, как и комплексные, относятся к пространству $\{L^2\}$ сигналов с интегрируемой энергией. Определение расстояния между сигналами в соответствии с метрикой этого пространства сводится к вычислению их корреляционной функции.

Разрешающая способность СШП сигнала наносекундной длительности с шириной спектра 1 ГГц составляет 15 см. В этом случае задача обнаружения сигналов, отраженных от лоцируемого объекта, приобретает ряд особенностей. Во-первых, увеличение разрешающей способности приводит к несостоятельности точечной модели цели. Поэтому необходимо рассматривать модели сложных целей, среди которых выделяют пространственно-распределенные, поверхностно-распределенные и поверхностные объекты. Во-вторых, отклики рассеивающих центров радиолокационных целей регистрируются раздельно, т.е. принимаемый сигнал является фактически портретом целей, представляющим собой сдвинутые по оси времени парциальные импульсы разной интенсивности.

Целью данной статьи является разработка алгоритмов обнаружения при использовании СШП сигналов, а также определение методик расчета вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения.

Применение СШП сигналов наносекундной длительности для обнаружения удаленных объектов требует увеличения энергетического потенциала РЛС, что можно обеспечить двумя путями: с помощью формирователей зондирующих сигналов с гигаваттными уровнями, основан-

ных на новых физических принципах, а также с помощью накопления энергии когерентной последовательности импульсов.

Как отмечалось выше, считаем лоцируемый объект пространственно-распределенной целью. Проблема обнаружения таких целей рассмотрена в [1]. Для зондирования используется узкополосный сигнал наносекундной длительности. Задача обнаружения решается в предположении, что амплитуда принятого сигнала подчиняется рэлеевскому распределению, которое справедливо в том случае, когда в разрешающем элементе находится несколько «блестящих» точек со случайным расположением и сравнимой интенсивностью. Выборки огибающей сигнала также будут следовать рэлеевскому распределению как в случае сигнала при наличии шума, так и в случае одного шума, но с различными параметрами.

При условии, что цель содержит N элементов разрешения, “ k ” из которых отражают зондирующий сигнал согласно рэлеевскому распределению таким образом, что средняя энергия сигнала на элемент составляет E/k (E – энергия отраженного сигнала). Остальные $N - k$ элементов не являются отражающими.

Плотности вероятности выборки огибающей x_i для сигнала от отражающего элемента определяются уравнениями

$$p_i = \frac{x_i}{\sigma_1} \exp\left(-\frac{x_i^2}{2\sigma_1}\right),$$

а для пустого элемента

$$p_i = \frac{x_i}{\sigma_0} \exp\left(-\frac{x_i^2}{2\sigma_0}\right),$$

где σ_0, σ_1 – дисперсии.

Составленный логарифм отношения правдоподобия имеет вид

$$l(\bar{x}) = \frac{1}{C_N^k} \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1}\right)^k \sum_{i=1}^k C_N^k \left[\left(\frac{1}{2\sigma_0} - \frac{1}{2\sigma_1}\right) \sum_{i=1}^k x_i^2 \right], \quad (1)$$

где C_N^k – число сочетаний.

Полученные по этому алгоритму кривые обнаружения представлены в [1].

Возможен и другой подход к определению качественных показателей обнаружения. Поскольку принимаемый сигнал является портретом цели, форма которого в общем случае неизвестна и зависит от целого ряда случайных параметров, то принимаемый СШП сигнал можно рассматривать в виде случайного нормального процесса с нулевым средним

$\langle m_c \rangle = 0$. Дискретизировав сигнал в соответствии с теоремой Котельникова, зададимся дисперсией случайного процесса – σ_c^2 .

Считаем, что собственный шум тракта представляет собой случайный стационарный гауссовский процесс с нулевым средним $\langle m_p \rangle = 0$ и дисперсией σ_p^2 . Предполагаем, что в полосе пропускания канала различные дискреты некоррелированы между собой.

Таким образом, задачу обнаружения СШП сигнала можно свести к известной задаче обнаружения некоррелированной последовательности на фоне другой некоррелированной последовательности. Алгоритм решения подобной задачи представлен в [2].

Задача ставится следующим образом: на основании имеющейся последовательности y_1, y_2, \dots, y_K надо решить, является ли она смесью полезного сигнала и помехи ($y_i = x_i + n_i$) или чистой помехи ($y_i = n_i$).

Функция правдоподобия для задачи обнаружения имеет вид:

$$\Theta = \frac{p_{cp}(y)}{p_p(y)} = \frac{\sigma_c^K}{\sigma_p^K} \exp\left(-\frac{S}{2}\right), \quad (2)$$

где

$$S = \left(\sigma_c^2 / \left(\sigma_p^2 (\sigma_c^2 + \sigma_p^2)\right)\right) \sum_{i=1}^K y_i^2. \quad (3)$$

Решение о наличии или отсутствии сигнала можно принять по величине S , поскольку Θ есть монотонно возрастающая функция S . Формула (3) показывает, что оптимальный приемник обнаружения шумоподобного сигнала является нелинейным устройством. В данном случае приемник должен суммировать квадраты выборок выходного сигнала.

Оптимальное правило решения будет иметь вид:

Если $S \geq S^*$, то считаем $y = x + n$, если $S < S^*$, то считаем $y = n$.

Для определения характеристик обнаружения по критерию Неймана–Пирсона (вероятностей ложной тревоги F и правильного обнаружения D) будем считать, что величина S подчиняется χ^2 -распределению с $2L$ степенями свободы [2], имеющему вид

$$p(S, \sigma^2) = \frac{1}{2\sigma^2 \Gamma(L)} \left(\frac{S}{2\sigma^2}\right)^{L-1} \exp\left(-\frac{S}{2\sigma^2}\right), \quad (4)$$

где $\Gamma(L)$ – гамма-функция; $L = K/2$ – параметр формы; K – количество импульсов в пачке; $\sigma^2/2$ – параметр масштаба.

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения будут равны:

$$F = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_p^2) dS = f(x_{\text{пор}}); \quad (5)$$

$$D = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_c^2) dS = f\left(\frac{x_{\text{пор}}}{1 + \mu}\right), \quad (6)$$

где $f(x) = \exp(-x) \sum_{i=0}^{K-1} \frac{x^i}{i!}$ – функция “выживания” распределения Эрланга с $\sigma^2 = 1$ [3]; $\mu = \sigma_c^2 / \sigma_p^2$ – энергетическое соотношение сигнал–шум; $x_p = x_{\text{пор}} \sigma_p^2$ – фиксированный уровень, обеспечивающий заданную вероятность ложной тревоги F (5).

На рис. 1 приведено семейство функций $f(x)$ для различных объемов K анализируемой выборки.

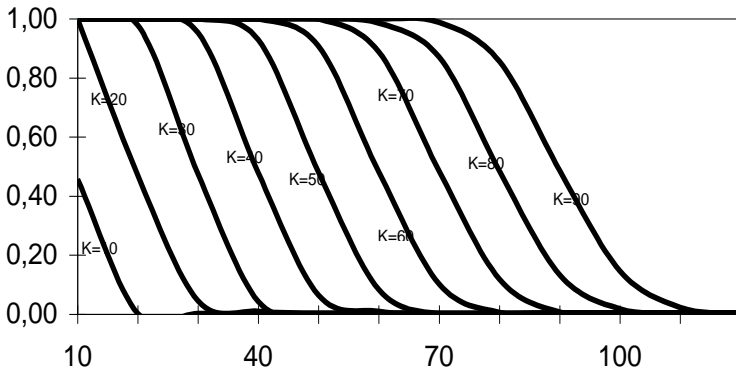


Рис. 1. Семейство функций $f(x)$

Энергия одного импульса, отраженного от цели и принимаемого РЛС невелика. Чтобы выделить сигнал на фоне шумов, РЛС должна облучать цель последовательностью импульсов, которые впоследствии накапливаются в приемнике, благодаря чему улучшается соотношение сигнал–шум. Чем больше накапливается импульсов, тем больше это отношение.

При излучении последовательности из K импульсов

$$x'_{\text{пор}} = x_{\text{пор}} / K.$$

На рис. 2 для наборов значений $F = 10^{-2} \dots 10^{-10}$ показано семейство зависимостей от K -параметра, показывающие необходимую степень

превышения порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги F . Наблюдаемое уменьшение $x'_{\text{пор}}$ с ростом K обусловлено уменьшением “хвостов” распределения (4).

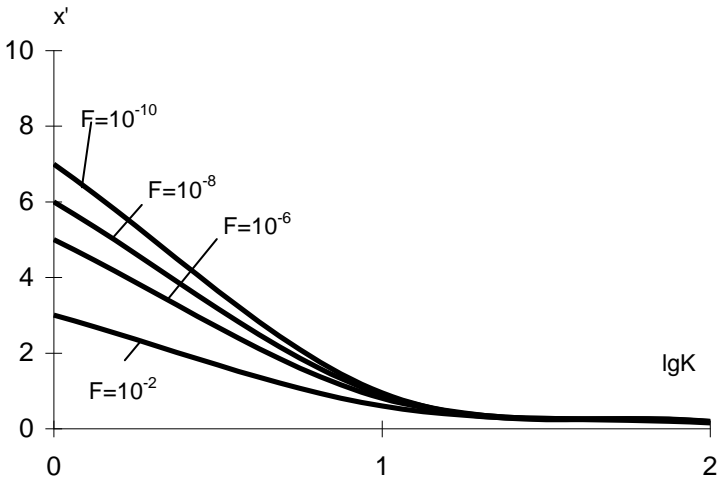


Рис. 2. Семейство зависимостей для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги F

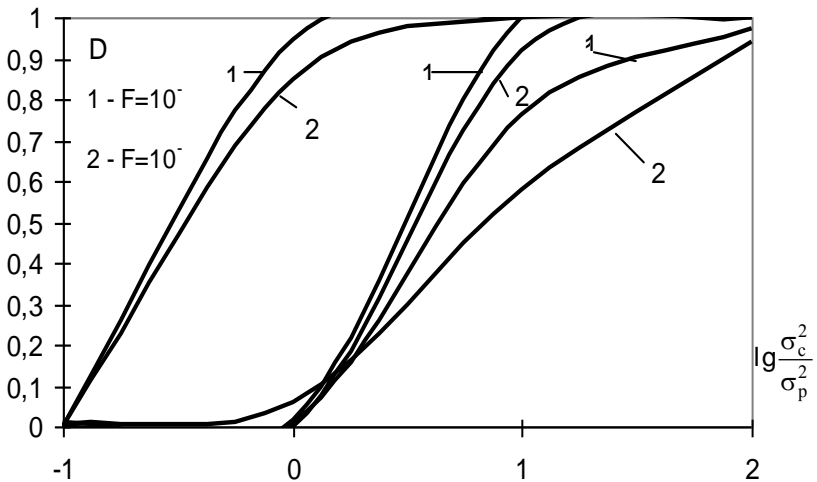


Рис. 3. Характеристики обнаружения

На рис. 3 приведены рассчитанные по (6) характеристики обнаружения $D(\sigma_c^2 / \sigma_p^2)$ для нескольких значений вероятности ложной тревоги и объемов выборки K . Для $K > 1$ они иллюстрируют улучшение характеристик обнаружения за счет накопления K независимых значений сигнала. При использовании СШП сигнала кроме применения обычной линии задержки с параметром, определяемом максимальной дальностью цели, необходимо использовать адаптивные нониусные линии задержки с отводами, поскольку каждый последующий импульс последовательности будет отражаться от “другого” элемента цели. Для расчета параметров такого нониусного элемента необходимо знать дальность до цели

$$\Delta t_n = 2 \frac{R_2 - R_1}{c},$$

где t_n – время задержки нониусного элемента; R_1 – дальность до цели импульса последовательности; R_2 – дальность до цели следующего импульса последовательности.

Выводы. В данной работе описан из подходов к описанию и реализации РЛС, основанный на анализе наблюдаемых действительных сигналов.

Возможен и другой подход, связанный с получением при приеме и дальнейшей обработкой квадратурных компонент комплексной огибающей рассеянных сигналов, выделенных с помощью преобразований Гильберта.

В ряде случаев такой подход может быть более предпочтительным, в частности, в отношении требований к устройствам обработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ван дер Спек. Обнаружение пространственно-распределенной цели // *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1972. – № 3. – С. 14 – 21.
2. Вайнштейн А.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. – М.: Сов. радио. – 1960. – 447 с.
3. Хастингс Н., Пикок Дж. Справочник по статистическим распределениям. – М.: Наука. – 1970. – 90 с.

Поступила 30.08.2004

ЕРМАКОВ Геннадий Валентинович, доктор техн. наук, доцент, доцент кафедры ХУ ВС. В 1978 году окончил Московское высшее техническое училище им. Н.Э. Баумана. Область научных интересов – нестационарная электродинамика.

НОРИНЧАК Игорь Васильевич, канд. техн. наук, заместитель начальника отдела ХУ ВС. В 1994 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – антенные системы и радиолокационная обработка.

***КАЛУГИН Денис Сергеевич**, адъюнкт ХУ ВС. В 1998 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – электромагнитная совместимость.*

***ГАРДАШ Владимир Алексеевич**, преподаватель ХУ ВС. В 1989 году окончил Киевское зенитно-ракетное училище. Область научных интересов – короткоимпульсные антенны.*
