

ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

Зиганшин Э.И., Иммореев И.Я., Федотов Д.В., Черняк В.С.

Московский Авиационный Институт
e-mail: immoreev@aha.ru

Аннотация. Рассмотрена задача обнаружения радиолокационных сигналов, отраженных от объектов, радиальные размеры которых L значительно превышают протяженность по дальности элемента разрешения зондирующего сигнала st (s – скорость света, t – длительность излученного сигнала или ширина его автокорреляционной функции) $L/st = n \gg 1$. Из-за существенных изменений параметров сигналов в процессе излучения, отражения и приема, форма сигналов на входе приемника неизвестна. Синтезирован оптимальный адаптивный алгоритм обнаружения таких сигналов и рассмотрены субоптимальные алгоритмы, в том числе алгоритм череспериодной корреляционной обработки (ЧПКО). Проведен сравнительный анализ качества полученных алгоритмов.

Процедуры обнаружения сигналов, скрытых в шумах, исследованы достаточно подробно (см., например, [1-5]). Однако оптимальные обнаружители, построенные на основе этих процедур, используются, в основном, для обнаружения узкополосных сигналов, имеющих несущее колебание, форма которого изменяется по гармоническому закону.

Форма сверхширокополосных (СШП) импульсных сигналов, для которых выполняется условие $L/st = n \gg 1$, неоднократно изменяется в процессе локационного наблюдения цели [6-9]. Эти изменения определяются как структурой антенной системы РЛС и углом наблюдения цели, так и количеством и расположением отражателей («блестящих точек») на поверхности цели, эффективной поверхностью рассеяния каждого отражателя, его частотной и поляризационной характеристиками. Изменение формы импульсного сигнала проявляется в изменении его длительности, числа максимумов, их положения, амплитуды и полярности. Форма отраженного от сложной «многоточечной» цели СШП эхосигнала несет информацию о конфигурации и свойствах цели. Однако для аппаратуры, обеспечивающей в РЛС обнаружение цели, этот сигнал является неизвестным. Отсутствие априорной информации о форме эхосигнала не позволяет применить для его обнаружения «классические» алгоритмы обнаружения. Таким образом, в СШП радиолокации возникает задача обнаружения сигнала неизвестной формы.

Хотя форма принимаемых эхосигналов неизвестна, известен период повторения зондирующих импульсов T_n . Эту априорную информацию можно использовать для синтеза алгоритма обнаружения.

Рассмотрим задачу обнаружения неподвижной цели и представим ожидаемый эхосигнал $u_c(t)$ в виде пачки импульсов

$$u_c(t) = \sum_{k=0}^{M-1} u_0(t - kT_n), \quad (1)$$

где $u_0(t)$ – эхосигнал (импульс) неизвестной формы длительностью $T = \pi t$ и средней мощностью P , отраженный от цели при каждом зондировании;

$$\int_{-\infty}^{\infty} u_0^2(t) dt = PT. \quad (2)$$

Отдельные импульсы в пачке не перекрываются, т.е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} u_0(t - kT_n) u_0(t - mT_n) dt = \begin{cases} P\tau, & k = m, \\ 0, & k \neq m. \end{cases} \quad (3)$$

Шум примем белым, гауссовским с нулевым средним значением. Эхосигнал представляет собой среднее значение суммы сигнала и шума.

Логарифм отношения функционалов правдоподобия для известного сигнала имеет вид

$$\ln \Lambda = \ln \frac{W_{\text{сиг}}[u(t)]}{W_{\text{ш}}[u(t)]} = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u_0(t - kT_n) dt - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_0(t - kT_n) u_0(t - mT_n) dt. \quad (4)$$

Здесь $u(t)$ – принимаемая реализация суммы сигнала и шума или только шума, имеющая длительность $T_0 > (M-1)T_n + T$.

Учитывая (3), можно упростить (4):

$$\ln \Lambda = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u_0(t - kT_n) dt - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_0^2(t - kT_n) dt \quad (5)$$

Поскольку $u_0(t)$ неизвестно (но неслучайно), применим адаптивный подход. Существо подхода заключается в использовании алгоритма, оптимального при известном параметре, в который вместо неизвестного параметра подставляется его максимально правдоподобная оценка [10]. В данном случае оценивается не параметр сигнала, а сигнал в целом, как функция времени [11]. Рассмотрим логарифм функционала правдоподобия сигнала

$$L_1 = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[u(t) - \sum_{k=0}^{M-1} u_0(t - kT_n) \right]^2 dt \quad (6)$$

Максимум L_1 как функции $\sum_{k=0}^{M-1} u_0(t - kT_n)$ соответствует минимуму выражения в квадратных

скобках. Поскольку длительность T_0 принимаемой реализации $u(t)$ суммы сигнала и шума охватывает все приходящие сигналы: $T_0 > (M-1)T_n + T$, то минимум выражения в квадратных скобках достигается при условии, что на каждом интервале времени, где есть сигнал, он равен принятой реализации:

$$\hat{u}_0(t - kT_n) = u(t) \quad \text{при} \quad t \in (kT_n, kT_n + T). \quad (7)$$

Заменим переменную в (7): $t_1 = t - kT_n$. Тогда

$$\hat{u}_0(t_1) = u(t_1 + kT_n) \quad \text{при} \quad t_1 \in (0, T). \quad (8)$$

Оценки одной и той же функции $u_0(t_1)$, полученные на интервалах времени, отстоящих друг от друга на период повторения T_n , статистически независимы, так как гауссовские шумы на этих интервалах независимы. Это значит, что уточненная по M измерениям оптимальная оценка $\hat{u}_0(t_1)$, $t_1 \in (0, T)$ имеет вид

$$\overline{\hat{u}_0(t_1)} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} u(t_1 + kT_n) \quad \text{при} \quad t_1 \in (0, T). \quad (9)$$

Заменив в (5) переменные $t_1 = t - kT_n$ получим

$$\ln \Lambda = \sum_{k=0}^{M-1} \int_0^T u(t_1 + kT_n) u_0(t_1) dt_1 - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \int_0^T u_0^2(t_1) dt_1. \quad (10)$$

Подставляя вместо $u_0(t_1)$ полученную оценку $\overline{\hat{u}_0(t)}$ из (9), опуская индекс у t_1 и несущественный множитель $1/M$, после простых преобразований получим из (10) оптимальный (по критерию Неймана-Пирсона) адаптивный алгоритм обнаружения в виде

$$L = \int_0^T \left[\sum_{k=1}^{M-1} u(t + kT_n) \right]^2 dt \underset{<}{>} U_{\text{пор}}, \quad (11)$$

где $U_{\text{пор}}$ – порог обнаружения.

Таким образом, оптимальный алгоритм сводится к суммированию отрезков принятой реализации (длительностью T каждый) на тех интервалах времени, где ожидаются сигналы; вычислению энергии этой суммы и сравнению полученной энергии с порогом, определяемым заданной вероятностью ложной тревоги. Это – известный «энергетический» обнаружитель, но только для суммы принятых реализаций. Аналогичный результат получен в [12] для пассивных многопозиционных РЛС (МПРЛС).

Если цель движется относительно РЛС и ее ракурс изменяется, то нельзя считать все импульсы пачки (1) одинаковыми. Однако при достаточно малом периоде повторения зондирующих импульсов T_n , по меньшей мере, два соседних эхосигнала можно считать одинаковыми. Поэтому рассмотрим важный для практики случай $M = 2$. Схема обнаружителя для этого случая представлена на рис. 1. Оптимальный алгоритм (11) при $M = 2$ примет вид

$$L = \int_0^T u^2(t) dt + \int_0^T u^2(t + T_n) dt + 2 \int_0^T u(t) u(t + T_n) dt \underset{<}{>} U_{\text{пор}}. \quad (12)$$

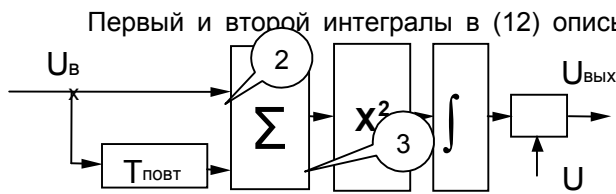


Рис.1

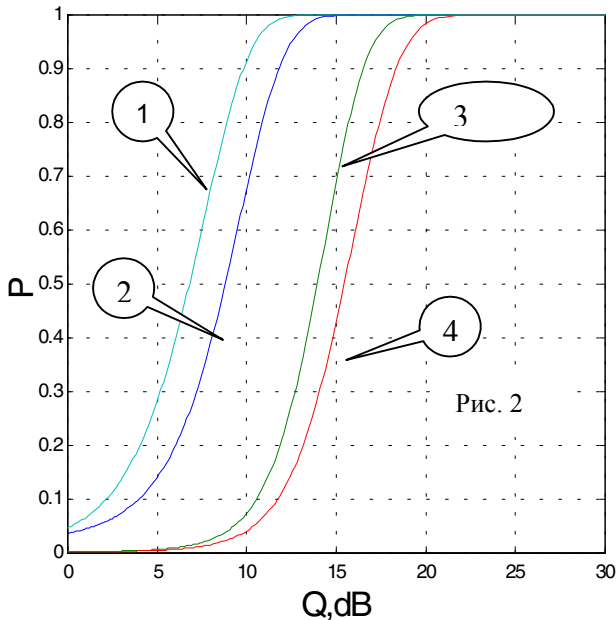


Рис. 2

эффективности метода использованы цели, у которых радиальная длина равна $n = 16$ (рис.3) и $n = 64$ (рис. 4) элементам разрешения. При таком накоплении в процессе интегрирования выходные статистики как оптимального, так и субоптимальных обнаружителей можно приближенно считать гауссовскими величинами.

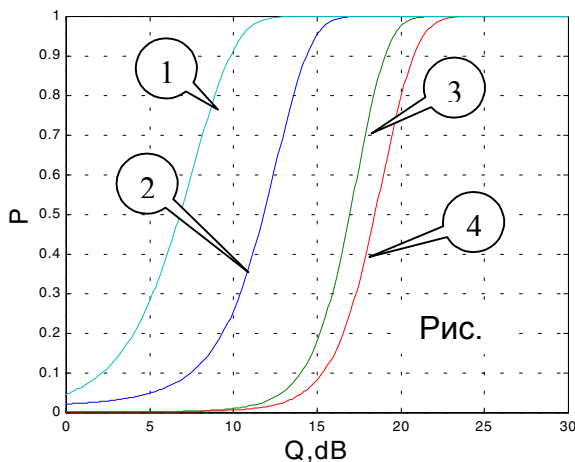


Рис.

Из кривых рис. 2 и 3 следует, что субоптимальные обнаружители (особенно алгоритм суммирования оценок энергий) значительно уступают по эффективности оптимальному. Тем не менее, в некоторых случаях достаточно простой алгоритм ЧПКО может найти практическое применение. Очевидно, то существенные потери ЧПКО по сравнению с «классическим» коррелятором объясняются тем, что на оба входа перемножителя ЧПКО поступают суммы сигнала и шума или только шума, т.е. нет «незашумленного» образца обнаруживаемого сигнала.

В реальных ситуациях, когда длительность эхосигналов и моменты их прихода априори неизвестны, необходимо многоканальное построение по соответствующим параметрам.

Полученные оптимальный и субоптимальные алгоритмы целесообразно реализовать в цифровой форме.

Первый и второй интегралы в (12) описывают алгоритм энергетического обнаружителя для первого и второго ожидаемых эхосигналов. Третий интеграл определяет алгоритм взаимной корреляционной обработки сигналов, принятых в двух соседних периодах, т.е. череспериодной корреляционной обработки (ЧПКО). Особенности работы ЧПКО подробно рассмотрены в [13]. Представляет интерес сравнить эффективность оптимального обнаружителя (12) и субоптимальных обнаружителей, соответствующих алгоритму ЧПКО и алгоритму суммирования оценок энергий принятых реализаций в двух соседних периодах повторения (суммы двух первых интегралов в (12)).

На рис. 2 и 3 приведены характеристики обнаружения для оптимального алгоритма (кривая 2), ЧПКО (кривая 3) и суммы оценок энергий (кривая 4). Для сравнения на обоих рисунках приведена характеристика обнаружения «классического» обнаружителя точно известного сигнала (кривая 1). Вероятность ложной тревоги принята $P_{лт} = 10^{-3}$. Построение характеристик обнаружения «коротких» целей, для которых величина $n=L/ст$ лежит в пределах от одной до нескольких единиц, встречает серьезные трудности, вызванные отличием распределения шумов на входе интегратора от нормального. Поэтому для оценки

Из рисунков видно, что незнание формы сигнала приводит к заметным потерям. Важно отметить, что потери растут с увеличением коэффициента накопления при интегрировании n . Это происходит потому, что при фиксированной энергии сигнала (соответствующей тому или иному значению отношения сигнал/шум $Q = 2E_c/N_{ш}$) увеличение n приводит к росту дисперсии (а в случае оптимального алгоритма и субоптимального алгоритма суммирования оценок энергий – и к росту среднего значения) выходных статистик в отсутствие сигнала. Для поддержания заданной вероятности ложной тревоги приходится повышать порог обнаружения, что и приводит к дополнительным энергетическим потерям.

Литература

1. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. - М: Радио и связь. 1992.
2. Теоретические основы радиолокации. Под редакцией Я.Д.Ширмана. - М: Советское радио. 1970 г.
3. Теоретические основы радиолокации. Под редакцией В.Е.Дулевича. - М: Советское радио. 1978 г.
4. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. – М: Советское радио. 1972 г.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники.- М: Радио и связь. 1989 г.
6. Иммореев И.Я. Сверхширокополосная (СШП) локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации. Электромагнитные волны и электронные системы, 1997, т.2, №1.
7. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности. Вестник Московского Государственного Технического университета им. Баумана. Выпуск 4, 1998.
8. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. Edited by James D. Taylor. - CRC Press. Boca Raton, Ann Arbor, London, Tokyo, 1995.
9. Ultra-Wideband Radar Technology. Edition by James D.Taylor. CRC Press. Boca Raton, London, New York, Washington D.C. 2000.
10. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. - М.: Советское радио.1977 г.
11. Черняк В.С. Получение радиоизображений объектов. Радиотехника и электроника, 1979, №12
12. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. - М: Радио и связь. 1993 г.
13. Иммореев И.Я. Федотов Д.В. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов с неизвестными параметрами. Радиотехника, 1998, №10.



DETECTION OF RADAR SIGNALS WITH UNKNOWN FORM

Cherniak V., Fedotov D., Immoreev I., Ziganshin E.

Moscow Aviation Institute, e-mail: immoreev@aha.ru

Abstract. The method of detection of ultra-wideband radar signals with the partly unknown form is considered. The method is based on autocorrelation processing of signals accepted in the adjacent periods of sounding - the interleaved periodic correlation processing (IPCP).

Procedures of signals' detection in noise are investigated in detail [1-5]. However the optimum detectors constructed on the basis of these procedures, are mainly used for detection of the narrow-band signals having harmonious oscillation as carrier.

The form of the Ultra-widebands (short pulses) signals has considerably distinguished from sine wave. As shown in [6-9], change of such signals' form during radar surveillance of the target occurs repeatedly. These changes are caused by structure of the radar's antenna system, by a corner of surveillance of the target, by an amount and a position of reflectors (brilliant points) on a surface of the target, by an effective cross section of each reflector and by its characteristics. Change of the pulse signal's form changes its parameters: duration, amount of maxima, position, amplitude and polarity of maxima. The UWB signal reflected from the complex target carries the information on a configuration and properties of the target. However it is the unknown signal having the casual form and casual parameters for the equipment which provides detection of the target in a radar. Absence of the aprioristic information on the form of a signal does not allow to use the match filter or the correlator for its detection and to use algorithms which are used in traditional, narrow-band radars. Thus, in UWB radars there is a problem of a signal's detection at which the form and parameters of a pulse are unknown.

For definition of a detector's structure in the UWB radar, working in a impulse mode of operation, we use the parameter which is not changed during a process of a work. Such parameter is the period of recurrence of radiating pulses T_n .

If our signal $u_c(t)$ is:

$$u_c(t) = \sum_{k=0}^{M-1} u_0(t - kT_n),$$

and $u(t)$ is the sum of a signal and noise or only noise, we may write the logarithm of the likelihood ratio of the functionals for a considered case:

$$\ln \Lambda = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u_0(t - kT_n)dt - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_0^2(t - kT_n)dt.$$

If we shall find a minimum of the functional's logarithm of plausibility of a signal:

$$L_1 = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[u(t) - \sum_{k=0}^{M-1} u_0(t - kT_n) \right]^2 dt$$

we shall receive optimal (by criterion Neyman-Pirson) algorithm of detection:

$$L = \int_0^{\tau} \left[\sum_{k=1}^{M-1} u(t + kT_n) \right]^2 dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} u_{thr},$$

where u_{thr} is threshold of detection.

In specific case at $M = 2$:

$$L = \int_0^{\tau} [u(t) + u(t + T_n)]^2 dt = \int_0^{\tau} u^2(t)dt + \int_0^{\tau} u^2(t + T_n)dt + 2 \int_0^{\tau} u(t)u(t + T_n)dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} u_{thr}.$$

The scheme of the optimal detector and the characteristic of detection are constructed on the basis of this expression. This detector is named an interperiod correlation detector (IPCP).