УДК 621.396:621.391

А. А. ФИРСАКОВ, А. В. НЕСНОВ, С. А. ХРАМЧЕНКО

ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ ОБРАБОТКА ОДИНОЧНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В большинстве импульсных радиолокационных станций обработка радиолокационных сигналов ограничивается выделением одиночных некогерентных сигналов на фоне шума и состоит в их оптимальной фильтрации с последующим детектированием [1]. Такая обработка одиночных сигналов является оптимальной при известной их форме, что имеет место в случае незначительного радиального размера ΔR объекта наблюдения по сравнению с радиальной протяженностью разрешаемого объема Δr [2], когда деформацией закона модуляции сигнала при отражении можно пренебречь. Однако указанное условие не всегда выполняется. В результате возникают потери при обработке по описанному алгоритму.

Таким образом, целесообразно учитывать деформацию закона модуляции радиолокационных сигналов при размерах объектов наблюдения, соизмеримых с разрешаемой способностью РЛС по дальности. Необходимо рассмотреть модификацию алгоритма обработки, а также оценить соответствующие характеристики обнаружения.

При размерах объектов $\Delta R \leqslant \Delta r$ следует учитывать, что отраженный сигнал $m(t)$ представляет собой совокупность элементарных сигналов $m_n(t)$, имеющих закон модуляции $U(t)$ зондирующего сигнала и относящихся к различным распределенным по дальности блестящим точкам (рис. 1, *а*):

$$m(t) = \sum_n m_n(t - t_{rn}) = \sum_n \dot{E}_n U(t - t_{rn}) e^{i\Omega t}, \qquad (1)$$

где E_n — комплексная амплитуда n-го элементарного сигнала, $\dot{E}_n = E_n e^{i\varphi_n}$; t_{rn} — время запаздывания n-го элементарного сигнала, Ω — частота сигнала.

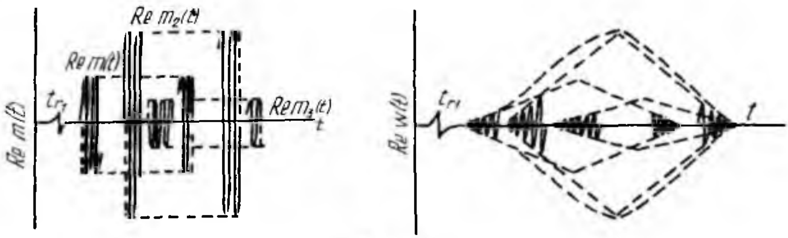

Рис. 1

Отклик оптимального фильтра [2] на такой сигнал запишем в виде

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_0(t - \tau)\, m(\tau)\, d\tau = k \sum_n \dot{E}_n C_0(t - t_{rn} - t_0)\, e^{i\Omega t}, \qquad (2)$$

где $U_0(t)$ — импульсная характеристика оптимального фильтра, $U_0(t) = k\Phi U_0^*(t_0 - t)\, e^{-i\Omega t}$; $C_0(\tau)$ — корреляционная функция закона модуляции зондирующего сигнала; t_0 — время задержки в фильтре.

Отклик фильтра, таким образом, представляется совокупностью откликов на элементарные сигналы (рис. 1,*б*), и его форма, зависящая от комплексных амплитуд $\dot{E}_n$, отличается от функции $C_0(\tau)$. Вследствие статистической независимости указанных сигналов, относящихся к различным «блестящим точкам» [3], в широком диапазоне условий наблюдения целесообразна лишь некогерентная (последетекторная) обработка сигнала.

Последетекторная обработка (ПДО) сигнала состоит в его накоплении на интервале существования, превышающем разрешающую способность РЛС по времени запаздывания Δt_r, что реализуется фильтром ПДО (рис. 2,*а*), или сводится к суммированию его составляющих, отстоящих друг от друга по времени на величину удвоенного времени корреляции зондирующего сигнала $2\tau_0 = \int_{-\infty}^{\infty} C_0(\tau)\, d\tau = \Delta t_r$. Второй способ реализуется с помощью фильтра. В последнем случае решающая статистика z при обнаружении формируется с использованием двух независимых составляющих сигнала.

Рассмотрим вероятности обнаружения D одиночных сигналов при использовании ПДО, определяемые из соотношения

$$D = \int_{L}^{\infty} W_1(Z)\, dz \qquad (3)$$

где $W_1(z)$ — закон распределения решающей статистики z — отклика

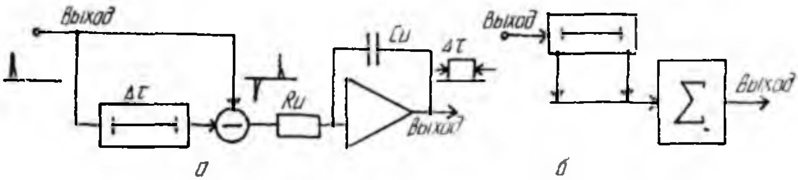

Рис. 2

фильтра ПДО при наличии сигнала; L — порог обнаружения, выбираемый из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги

$$F = \int_{-\infty}^{\infty} W_0(z)\, dz \qquad (3а)$$

Здесь $W_0(z)$ — закон распределения решающей статистики при отсутствии сигнала.

В случае гауссового шума с нормированной мощностью $\sigma_0^2 = 1$ закон распределения решающей статистики z — суммы квадратов модулей его двух независимых составляющих описывается x^2 — распределением $W_0 = (z) = ze^{-z}$ и порог выбирается из условия $\int_{L}^{\infty} W_0(z)\, dz = e^{-L}(1 + L) = F$.

При наличии сигнала закон распределения решающей статистики (суммы независимых его составляющих) определяется методом характеристических функций:

$$W(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_1(v)\, \theta_2(v)\, e^{-jVz} dz, \qquad (4)$$

где $\theta_{1(2)}(v)$ — характеристические функции распределения слагаемых.

В случае гауссового сигнала результаты квадратичного детектирования имеют экспоненциальное распределение, т. е.

$$\theta(v) = \frac{1}{1 + jv\mu}.$$

Здесь μ — параметр распределения, $\mu = 1 + \sigma_c^2/\sigma_0^2 = 1 + \gamma$. σ_c^2 — средняя мощность составляющей сигнала.

Используя (4), получаем плотность распределения вероятностей решающей статистики

$$W_1(z) = \frac{1}{\mu_1 - \mu_2}\left(e^{-z/\mu_1} - e^{-z/\mu_2}\right). \tag{5}$$

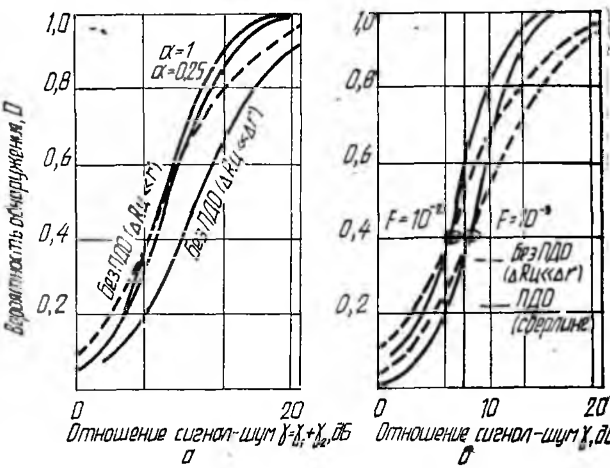

Рис. 3

Тогда согласно (3) получаем

$$D = \frac{1}{\mu_1 - \mu_2}\left(\mu_1 e^{-L/\mu_1} - \mu_2 e^{-z/\mu_2}\right). \tag{6}$$

В случае равенства $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ выражение (5) преобразуется в x_2 распределение с четырьмя степенями свободы, а вероятность D:

$$D = e^{-L/\mu}(1 + L/\mu). \tag{7}$$

Соотношение (7) соответствует наиболее благоприятному случаю равновесности составляющих, т. е. $\alpha = \gamma_2/\gamma_1 = 1$, однако при $\alpha < 1$ характеристики изменяются незначительно (рис. 3,*а*). Использование ПДО позволяет не только избежать потерь (до 3 дБ) при обработке, но и получить некоторый выигрыш в характеристиках обнаружения по сравнению с обнаружением недеформированного сигнала (рис. 3,*а*).

Мощность сигналов, отраженных от системы с доминирующей «блестящей точкой», в соответствии с моделью Сверлинга [4] описывается распределением вида

$$W(x) = \frac{x}{(\bar{x}/2)^2} e^{\frac{x}{\bar{x}/2}},$$

что следует учитывать в рассматриваемом случае.

Используя распределение соответствующего сигнала на выходе квадратичного детектора, с учетом зашумленности [4] можно получить характеристическую функцию распределения каждого слагаемого

$$\theta(v) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{1 - j^{v\lambda}} + \frac{\lambda - 1}{\lambda} \frac{1}{(1 - j^{v\lambda})^2}, \tag{8}$$

где λ — параметр распределения, $\lambda = 1 + \sigma_c^2/2\sigma_0^2$.

Подставив (8) в (4), найдем распределение решающей статистики

$$W_1(z) = \frac{1}{\lambda_1\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)} \left\{\lambda_2(\lambda_1 - 1) e^{-z/\lambda_1} \left[\frac{\lambda_1 - 1}{\lambda_1} z - 2\lambda \frac{\lambda_2 - 1}{\lambda_1 - \lambda_2}\right] + \right.$$
$$\left. + \lambda_1(\lambda_2 - 1) e^{-z/\lambda_2} \left[\frac{\lambda_2 - 1}{\lambda_2} z + 2\lambda_2 \frac{\lambda_1 - 1}{\lambda_1 - \lambda_2}\right]\right\}. \tag{9}$$

При неравновесных слагаемых

$$W_1(z) = \frac{z}{\lambda^2} e^{-z/\lambda} \left[1 + (\lambda - 1) z + \frac{(\lambda - 1)^2}{6} z^2\right], \tag{10}$$

при равновесных слагаемых $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$.

Подставив (10) в (3), получим

$$D = \frac{1}{\lambda_2}\left[\frac{\Gamma(2; L/\lambda)}{\Gamma(2)} + 2\frac{\Gamma(3; L/\lambda)}{(\Gamma 3)}(\lambda - 1) + \frac{\Gamma(4; L/\lambda)}{\Gamma(4)}(\lambda - 1)^2\right], \tag{11}$$

где $\frac{\Gamma(N, x)}{\Gamma(N)}$ — нормированная неполная гамма-функция.

Вследствие некритичности характеристик обнаружения к соотношению λ_1/λ_2 выражение (11) целесообразно использовать и при $\lambda_1 \neq \lambda_2$, считая $\lambda = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}$.

Характеристики обнаружения выходных сигналов ПДО с учетом эволюции статистики отражений при деформации закона модуляции (рис. 3, *б*) свидетельствуют о целесообразности работы с разрешающей способностью, соизмеримой с размерами объекта наблюдения, при использовании ПДО. Выигрыш при этом составляет 1—4 дБ в зависимости от требуемой вероятности обнаружения.

Представленные результаты можно использовать в РЛС, осуществляющих наблюдение протяженных объектов.

Список литературы: 1. *Теоретические* основы радиолокации / Под ред. Я. Д. Ширмана.— М. : Сов. радио, 1970.— 240 с. 2. *Основы* радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. Основы радиолокации / Под ред. А. Е. Охрименко.— М. : Воениздат, 1983.— 300 с. 3. *Ван-Трис Г.* Теория