

239

239

ISSN 0021-3470



ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ВОЕННЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ

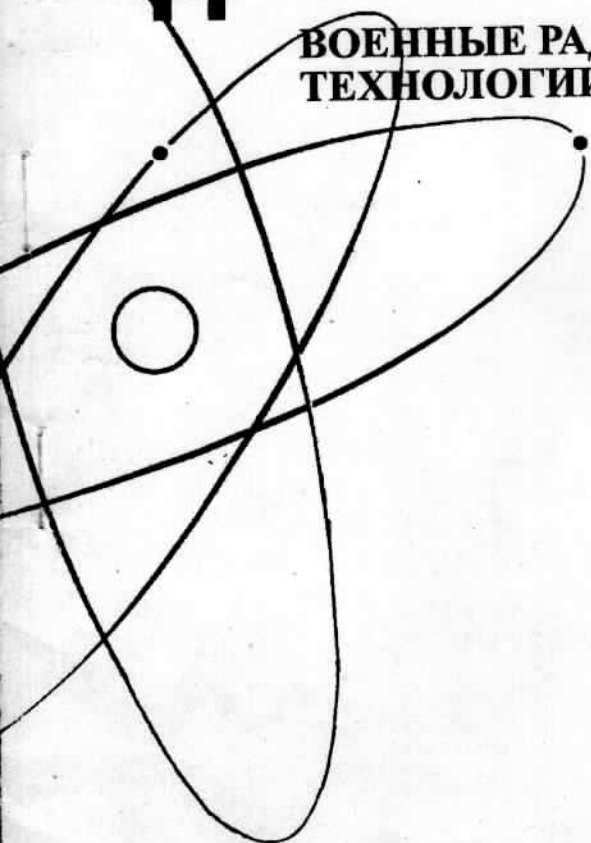
ТОМ 47

9-10

сентябрь-октябрь

ИЗДАНИЕ
НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ»

2004



ТРИФОНОВ А. П., БЕСПАЛОВА М. Б., КОРЧАГИН Ю. Э.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ФЛУКТУИРУЮЩЕЙ ЦЕЛИ С НЕИЗВЕСТНОЙ СКОРОСТЬЮ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ РАЗРЫВНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ*

Найдены характеристики максимально правдоподобных обнаружителей медленно или быстро флуктуирующих целей.

Новым направлением в теории радиоэлектронных систем является использование в качестве зондирующих сигналов импульсов наносекундной и пикосекундной длительности [1—4]. Короткоимпульсные сигналы и их последовательности представляют собой частный случай сверхширокополосных сигналов (СШПС), использование которых имеет свою специфику и позволяет в принципе расширить возможности радиолокации. При этом реальные СШПС часто имеют весьма короткие фронты, что позволяет успешно аппроксимировать их разрывными функциями времени [2—4]. В [4] исследована задача обнаружения стабильной цели с неизвестной скоростью при зондировании разрывными импульсами. Однако многие реальные цели являются флуктуирующими, а высокая разрешающая способность СШПС оказывает существенное влияние на процесс обнаружения [4]. Рассмотрим здесь обнаружение флуктуирующей цели при зондировании последовательностью разрывных СШПС. Положим, что обнаруживаемая цель движется с радиальной скоростью

$$V_0 \in [-V_{\max} / 2, V_{\max} / 2], \quad V_{\max} \ll c, \quad (1)$$

где c — скорость распространения сигнала.

Вначале будем цель полагать медленно флуктуирующей [5], так что рассеянный целью сигнал

$$s_N(t, V_0, a_0) = \sum_{k=0}^{N-1} s[t - k\theta(1 + 2V_0/c)] = a_0 \sum_{k=0}^{N-1} f\{[t - k\theta(1 + 2V_0/c)]/\tau\}, \quad (2)$$

* Приведенные результаты получены при поддержке CRDF и Минобрнауки РФ (проект VZ-010-0).

где θ — период следования, $a_0 = \max s(t)$ — априори неизвестная амплитуда, $\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt [\max s(t)]^{-2}$ — эквивалентная длительность одного импульса, которая, как и в [1—4] не превышает долей наносекунды. Функция $f(\cdot)$ описывает форму одного импульса, удовлетворяет условию излучения [1] и нормирована так, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 0, \max f(x) = 1, \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) dx = 1 \quad (3)$$

Обозначим как

$$\Psi(y) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) f(x-y) dx \quad (4)$$

нормированную сигнальную функцию [6] при оценке положения функции $f(\cdot)$ в (3). Так как СШПС последовательности (2) аппроксимируются разрывными функциями времени, то при $|y| \rightarrow 0$ для (4) справедливо асимптотическое представление [7]

$$\Psi(y) = 1 - \delta|y| + o(|y|), \quad \delta = \lim_{y \rightarrow 0+} \{[1 - \Psi(y)] / y\} > 0 \quad (5)$$

Пусть рассеянный целью сигнал (2) наблюдается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 и интервал наблюдения $[0, T]$ больше длительности всей последовательности (2), т.е. $T > N\theta$. Скажность последовательности (2) полагаем не слишком малой, так что отдельные СШПС не перекрываются. Тогда логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) для (2) определяется выражением [6, 7]

$$L(V, a) = a \sum_{k=0}^{N-1} L_k(V) - a^2 N \tilde{z}^2 / 2, \quad (6)$$

где $L_k(V) = 2 \int_0^T x(t) f\{[t - k\theta(1 + 2V/c)] / \tau\} dt$, $x(t) = s_N(t, V_0, a_0) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных при наличии цели и $x(t) = n(t)$ — при ее отсутствии; $\tilde{z}^2 = 2\tau / N_0$ — отношение сигнал/шум (ОСШ) для одного СШПС с единичной амплитудой.

Для того чтобы исключить влияние априори неизвестных амплитуды и скорости, заменим их значения на оценки максимального правдоподобия [7]. Максимизируя с этой целью (6) по a и V , имеем

$$L_m = \sup L(V, a) = \sup L(V), V \in [-V_{\max} / 2, V_{\max} / 2], \quad (7)$$

$$L(V) = \sup_a L(V, a) = \left[\sum_{k=0}^{N-1} L_k(V) \right]^2 / 2N\bar{Z}^2. \quad (8)$$

Решение о наличии цели принимается, если

$$L_m > h \quad (9)$$

и решение об ее отсутствии, если $L_m < h$. Порог h выбирается в зависимости от используемого критерия оптимальности обнаружения [7].

Подставляя в (8) реализацию наблюдаемых данных при отсутствии цели, получаем

$$L(V) = N^2(V) / 2, \quad (10)$$

где

$$N(V) = \sum_{k=0}^{N-1} N_k(V) / \sqrt{N}, \quad (11)$$

а

$$N_k(V) = 2 \int_0^T n(t) f\{[t - k\theta(1 + 2V/c)] / \tau\} dt \quad (12)$$

— реализации независимых стационарных гауссовских процессов, первые два момента которых $\langle N_k(V) \rangle = 0$, $\langle N_k(V_1) N_i(V_2) \rangle = 0$, $k \neq i$,

$$\langle N_k(V_1) N_k(V_2) \rangle = S_k(V_1, V_2) = \Psi(2kQ(V_1 - V_2)/c), \quad (13)$$

$Q = \theta / \tau$ — скважность последовательности СШПС (2). Из (10)—(12) следует, что при отсутствии цели логарифм ФОП является реализацией негауссовского стационарного процесса с плотностью вероятности

$$W_N(L) = \exp(-L) / \sqrt{\pi L}, L \geq 0 \quad (14)$$

и корреляционной функцией

$$B_N(V_1, V_2) = \langle L(V_1) L(V_2) \rangle - \langle L(V_1) \rangle \langle L(V_2) \rangle = \left[\sum_{k=0}^{N-1} S_k(V_1, V_2) \right]^2 / 2N^2. \quad (15)$$

Используя (5), (13), находим, что когда $|V_1 - V_2| \rightarrow 0$, то для корреляционной функции (15) справедливо асимптотическое разложение

$$B_N(V_1, V_2) = 1/2 - |V_1 - V_2| \beta Q(N-1)/c + o(|V_1 - V_2|). \quad (16)$$

Согласно определению [7], вероятность ошибки 1-го рода (ложной тревоги) имеет вид

$$\alpha = P[\sup L(V) > h] = 1 - P_N(h), \quad V \in [-V_{\max}/2; V_{\max}/2], \quad (17)$$

где $P_N(H) = P[\sup L(V) < H]$ — функция распределения абсолютного (наибольшего) максимума процесса (10).

Для стационарного случайного процесса с плотностью вероятности (14), корреляционная функция которого (15) допускает представление (16) в [7] найдена аппроксимация

$$P_N(H) = \begin{cases} \exp[-2m \exp(-H)] \sqrt{H/\pi}, & H > 1/2, \\ 0, & H < 1/2, \end{cases} \quad (18)$$

где

$$m = \delta Q V_{\max} (N-1) / c \quad (19)$$

и характеризует число элементов разрешения по скорости в априорном интервале возможных значений скорости (1). Точность аппроксимации (18) улучшается с ростом m и h [7]. Подставляя (18) в (17), получаем приближенное выражение для вероятности ложной тревоги при обнаружении медленно флуктуирующей цели с неизвестной скоростью

$$\alpha \approx \begin{cases} 1 - \exp[-2\delta\gamma(N-1)\exp(-h)\sqrt{h/\pi}], & h \geq 1/2, \\ 1, & h < 1/2. \end{cases} \quad (20)$$

Здесь $\gamma = \theta V_{\max} / \tau c$ — отношение максимально возможного перемещения цели за период следования к пространственной длине СШПС. Согласно (20) вероятность ложной тревоги возрастает с увеличением числа импульсов N в последовательности (2).

Для расчета вероятности ошибки 2-го рода (пропуска цели) подставим в (8) реализацию наблюдаемых данных при наличии цели и преобразуем к виду

$$L(V) = [zS(V_0, V) + N(V)]^2 / 2 \quad (21)$$

Здесь $z^2 = a_0^2 N \bar{z}^2$ — суммарное ОСШ для всей принимаемой последовательности (2), $N(V)$ определяется из (11), а

$$S(V_0, V) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k(V_0, V) / N, \quad (22)$$

где $S_k(V_0, V)$ определяется из (13).

Обозначим ΔV длительность функции $S(V_0, V)$, так что $S(V_0, V_0 \pm \Delta V) \approx 0$. Тогда в (21) функция $S(V_0, V)$ отлична от нуля лишь при $V \in V_S = [V_0 - \Delta V, V_0 + \Delta V]$. Соответственно, функция $S(V_0, V) \approx 0$ и (21) сов-

падает с (8) при $V \in V_N = \{[-V_{\max}/2, V_0 - \Delta V]; [V_0 + \Delta V, V_{\max}/2]\}$. Согласно определению [7] вероятность пропуска цели

$$\beta = P[\sup L(V) < h], V \in [-V_{\max}/2, V_{\max}/2]. \quad (23)$$

Пусть $H_S = \sup L(V), V \in V_S$ и $H_N = \sup L(V), V \in V_N$. Положим далее, что априорный интервал (1) возможных значений скорости достаточно велик, так что

$$V_{\max} \gg \Delta V. \quad (24)$$

Тогда случайные величины H_S и H_N приближенно статистически независимы [7] и (23) можно переписать как

$$\beta \approx P(H_N < h)P(H_S < h) = P_N(h)P_S(h). \quad (25)$$

Если выполняется (24) и, соответственно, $m \gg 1$ (19), то очевидно

$$P(H_N < H) \approx P_N(H). \quad (18).$$

Для расчета распределения $P_S(H) = P(H_S < h)$, аналогично [6], представим (21) как

$$L(V) = S_a(V_0, V) + N_a(V) + 1/2 \quad (26)$$

Здесь

$$S_a(V_0, V) = z^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} S_k(V_0, V) \right]^2 / 2N^2 \quad (27)$$

— сигнальная функция, а негауссовская шумовая функция $N_a(V) = L(V) - \langle L(V) \rangle$ центрирована и обладает корреляционной функцией

$$\begin{aligned} B_a(V_1, V_2) &= \langle N_a(V_1) N_a(V_2) \rangle = \\ &= z^2 S(V_1, V_2) S(V_0, V_1) S(V_0, V_2) + S^2(V_1, V_2) / 2, \end{aligned} \quad (28)$$

где функция $S(V_1, V_2)$ определяется из (22).

Сигнальная функция (27) достигает максимума при $V \cong V_0$. Следовательно, выходное ОСШ для всей последовательности (2) будет равно [6]

$$z_N^2 = S_a^2(V_0, V_0) / B_a(V_0, V_0) = z^4 / 2(1 + 2z^2) \quad (29)$$

Если суммарное ОСШ z^2 для всей последовательности (2) достаточно велико, то (29) можно приближенно переписать в виде

$$z_N^2 \approx z^2 / 4. \quad (30)$$

Полагаем далее, что выходное ОСШ (29), (30) для последовательности (2) достаточно велико, так что распределение $P_S(H)$ определяется поведением

логарифма ФОП (21), (26) в малой окрестности истинного значения скорости V_0 [6, 7]. Обозначим

$$\Delta = \max(|V_1 - V_0|, |V_2 - V_0|, |V_1 - V_2|). \quad (31)$$

Устремляя $\Delta \rightarrow 0$ и учитывая (5), (13), получаем, что в малой окрестности V_0 для функций (27), (28) справедливы асимптотические разложения

$$S_a(V_0, V) = z^2 (1/2 - |V - V_0| \delta(N-1) Q/c) + o(\Delta), \quad (32)$$

$$B_a(V_1, V_2) = z^2 \left(1 - \frac{2\delta Q(N-1)}{c} |V_1 - V_2| \right) - \frac{2z^2 \delta(N-1) Q}{c} \begin{cases} \min(|V_1 - V_0|, |V_2 - V_0|), & (V_1 - V_0)(V_1 - V_0) > 0, \\ 0, & (V_1 - V_0)(V_1 - V_0) < 0, \end{cases} + o(\Delta). \quad (33)$$

Отметим, что при $V = V_0$ логарифм ФОП (21), (26) обладает плотностью вероятности

$$W_0(L) = \exp(-L - z^2/2) \operatorname{ch}(z\sqrt{2}L) / \sqrt{\pi L}, \quad L > 0 \quad (34)$$

Для логарифма ФОП с плотностью вероятности (34), первые два момента которого допускают представления (32), (33) в [7] найдена аппроксимация распределения абсолютного максимума при $V \in V_S$

$$P_S(H) \approx \int_0^H [1 - \exp(-H+x)]^2 \exp(-x - z^2/2) \operatorname{ch}(z\sqrt{2}x) (\pi x)^{-1/2} dx. \quad (35)$$

Подставляя (18) и (35) в (25), получаем приближенное выражение для вероятности пропуска при обнаружении медленно флуктуирующей цели с неизвестной скоростью

$$\beta \approx \sqrt{2/\pi} \exp[-2\delta\gamma(N-1) \exp(-h) \sqrt{h/\pi}] \times \\ \times \int_0^{\sqrt{2h}} [1 - \exp(-h+x^2/2)]^2 \exp(-(x^2+z^2)/2) \operatorname{ch}(zx) dx \quad (36)$$

при $h > 1/2$ и $\beta \approx 0$ при $h < 1/2$, причем точность приближенного выражения (36) улучшается с ростом z , h и m (19).

Найдем далее характеристики обнаружения быстро флуктуирующей цели. Рассеянный быстро флуктуирующей целью сигнал имеет вид

$$s_N(t, V_0, a_{0k}) = \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k} f\{[t - k\theta(1 + 2V_0/c)]/\tau\}. \quad (37)$$

Аналогично (6), логарифм ФОП для последовательности (37) определяется выражением

$$L(V, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k [L_k(V) - a_k \sqrt{2} / 2]. \quad (38)$$

Здесь $x(t) = s_N(t, V_0, a_{0k}) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных при наличии цели и $x(t) = n(t)$ — при ее отсутствии. Для того чтобы исключить влияние априори неизвестных амплитуды и скорости, заменим их значения на оценки максимального правдоподобия [7]. Максимизируя с этой целью (38) по всем $a_k, k = 0, N-1$ и V , имеем

$$L_{fm} = \sup L(V, a_k) = \sup L_f(V), V \in [-V_{\max} / 2, V_{\max} / 2], \quad (39)$$

$$L_f(V) = \sup_{a_k} L(V, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} L_k^2(V) / 2\tilde{z}^2. \quad (40)$$

В результате, решение о наличии цели принимается согласно (9), где надо (7) заменить на (39).

Подставляя в (40) реализацию наблюдаемых данных при отсутствии цели, получаем

$$L_f(V) = \sum_{k=0}^{N-1} N_k^2(V) / 2, \quad (41)$$

где $N_k(V)$ определяется выражением (12).

Из (41), (12), (13) следует, что при отсутствии цели логарифм ФОП является реализацией негауссовского случайного стационарного процесса с плотностью вероятности

$$W_{fn}(L) = L^{N/2-1} \exp(-L) / \Gamma(N/2), L \geq 0 \quad (42)$$

и корреляционной функцией

$$B_{fn}(V_1, V_2) = \langle L_f(V_1) L_f(V_2) \rangle - \langle L_f(V_1) \rangle \langle L_f(V_2) \rangle = \sum_{k=0}^{N-1} S_k^2(V_1, V_2) / 2. \quad (43)$$

В (42) $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция. Согласно (5), (13) при $|V_1 - V_2| \rightarrow 0$ для корреляционной функции (43) справедливо асимптотическое разложение

$$B_{fn}(V_1, V_2) = N(1/2 - |V_1 - V_2|) Q(N-1/c) + o(|V_1 - V_2|). \quad (44)$$

Для стационарного процесса (41) с плотностью вероятности (42), корреляционная функция которого (43) допускает представление (44), в [7] найдена аппроксимация распределения

$$P_{fN}(H) = P[\sup L_f(V) < H], V \in [-V_{\max}/2, V_{\max}/2]$$

абсолютного максимума. При не слишком малых m (19) эта аппроксимация имеет вид

$$P_{fN}(H) = \begin{cases} \exp\left[-\frac{2mH^{N/2}}{\Gamma(N/2)} \exp(-H)\right], & H \geq N/2, \\ 0, & H < N/2 \end{cases} \quad (45)$$

Точность этой аппроксимации улучшается с ростом m и H [7]. Заменяя в (17) распределение $P_N(H)$ (18) на распределение $P_{fN}(H)$ (45), получаем приближенное выражение для вероятности ложной тревоги при обнаружении быстро флуктуирующей цели с неизвестной скоростью

$$\alpha_f \approx \begin{cases} 1 - \exp\left[-\frac{2\delta\gamma(N-1)h^{N/2}}{\Gamma(N/2)} \exp(-h)\right], & h \geq N/2, \\ 1, & h < N/2 \end{cases} \quad (46)$$

Сопоставление выражений (20) и (46) позволяет определить влияние быстрых флуктуаций цели на величину вероятности ложной тревоги.

Для расчета вероятности ошибки 2-го рода (пропуска цели) подставим в (40) реализацию наблюдаемых данных при наличии цели

$$L_f(V) = \sum_{k=0}^{N-1} [z_k S_k(V, V_0) + N_k(V)]^2 / 2. \quad (47)$$

Здесь $z_k^2 = a_{0k}^2 \tilde{z}^2$ — ОСШ для k -го СШПС последовательности (37), а $S_k(V, V_0)$ определяется из (13). Полагая, что $V \in V_S$, перепишем (47) как

$$L_f(V) = S_f(V, V_0) + N_f(V) + N/2. \quad (48)$$

Здесь сигнальная функция

$$S_f(V, V_0) = \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 S_k^2(V, V_0) / 2, \quad (49)$$

а шумовая функция $N_f(V) = L_f(V) - \langle L_f(V) \rangle$ центрирована и обладает корреляционной функцией

$$B_f(V_1, V_2) = \langle N_f(V_1) N_f(V_2) \rangle = \sum_{k=0}^{N-1} S_k(V_1, V_2) [z_k^2 S_k(V_1, V_0) S_k(V_2, V_0) + S_k(V_1, V_2) / 2]. \quad (50)$$

Сигнальная функция (49) достигает максимума при $V = V_0$. Следовательно, выходное ОСШ для последовательности (37), рассеянной быстро флуктуирующей целью, будет равно [6]

$$z_{fN}^2 = S_f^2(V_0, V_0) / B_f(V_0, V_0) = z_f^4 / 2(N + 2z_f^2) = z_f^2 z_m^2 / 2(1 + 2z_m^2). \quad (51)$$

Здесь $z_f^2 = \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 = \tilde{z}^2 \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k}^2$ — суммарное ОСШ для всей последовательности (37), а

$$z_m^2 = z_f^2 / N = \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 / N \quad (52)$$

— среднее ОСШ для одного СШПС последовательности (37). Согласно (51) выходное ОСШ для всей последовательности (37) существенно зависит от среднего ОСШ для одного СШПС (52). Так, при $z_m^2 \gg 1$ имеем $z_{fN}^2 \approx z_f^2 / 4$, что совпадает с выходным ОСШ (30) при медленных флуктуациях цели. Соответственно, если $z_m^2 \ll 1$, то $z_{fN}^2 \approx z_f^2 z_m^2 / 2$ и, следовательно, выходное ОСШ для быстро флуктуирующей цели будет существенно меньше, чем для медленно флуктуирующей. Полагаем далее, что выходное ОСШ (51) достаточно велико при любых z_m^2 (52), так что для расчета вероятности пропуска достаточно исследовать поведение логарифма ФОП (47), (48) в малой окрестности V_0 [7]. Устремляя величину (31) $\Delta \rightarrow 0$, получаем, учитывая (5), (13), асимптотические разложения для (49) и (50) в малой окрестности V_0

$$S_f(V, V_0) = z_f^2 (1/2 - \Psi - V_0 \delta A Q / c) + o(\Delta), \quad (53)$$

$$B_f(V_1, V_2) = \frac{2z_f^2 + N}{2} \left(1 - \frac{2\delta Q [4Az_f^2 + N(N-1)]}{(2z_f^2 + N)c} |V_1 - V_2| \right) - \frac{8z_f^2 \delta A Q}{(2z_f^2 + N)c} \min(|V_1 - V_0|, |V_2 - V_0|) + o(\Delta), \quad (54)$$

если $(V_1 - V_0)(V_2 - V_0) \geq 0$ и

$$B_f(V_1, V_2) = \frac{2z_f^2 + N}{2} \left(1 - \frac{2\delta Q [4Az_f^2 + N(N-1)]}{(2z_f^2 + N)c} |V_1 - V_2| \right) + o(\Delta), \quad (55)$$

если $(V_1 - V_0)(V_2 - V_0) < 0$.

В (53)–(55) обозначено $A = \sum_{k=0}^{N-1} k z_k^2 / z_f^2 = \sum_{k=0}^{N-1} k a_{0k}^2 / \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k}^2$. Отметим, что при $V = V_0$ логарифм ФОП (47), (48) обладает плотностью вероятности

$$W_{f0}(L) = (2L / z_f^2)^{(N-2)/4} \exp(-L - z^2 / 2) I_{N/2-1}(z\sqrt{2L}), L \geq 0, \quad (56)$$

где $I_\nu(\cdot)$ — функция Бесселя мнимого аргумента порядка ν .

Для логарифма ФОП с плотностью вероятности (56), первые два момента которого допускают представления (53)–(55), в [7] найдена аппроксимация функции распределения $P_{fs}(H) = P[\sup L_f(V) < H]$, $V \in V_S$ абсолютного максимума. При не слишком малых ОСШ (51) эта аппроксимация имеет вид

$$P_{fs}(H) \approx \int_0^H \left[1 - \exp(-2z_f^2 A(H-x) / (2z_f^2 A + N(N-1))) \right]^2 \times \\ \times (2x / z_f^2)^{(N-2)/4} \exp(-x - z_f^2 / 2) I_{N/2-1}(z_f \sqrt{2x}) dx. \quad (57)$$

Заменяя в (25) распределение $P_N(H)$ (18), на распределение $P_{fN}(H)$ (45), а распределение $P_S(H)$ (35), на распределение $P_{fs}(H)$ (57), получаем приближенное выражение для вероятности пропуска быстро флуктуирующей цели с неизвестной скоростью

$$\beta_f = \exp\left[-\frac{2\delta\gamma(N-1)h^{N/2}}{\Gamma(N/2)} \exp(-h)\right] \int_0^h \left[1 - \exp\left(-\frac{2z_f^2 A(h-x)}{2z_f^2 A + N(N-1)}\right) \right]^2 \left(\frac{2x}{z_f^2}\right)^{(N-2)/4} \times \\ \times \exp(-x - z_f^2 / 2) I_{N/2-1}(z_f \sqrt{2x}) dx$$

при $h \geq N/2$ и $\beta_f \approx 0$ при $h < N/2$

Найденные асимптотически (с ростом ОСШ и числа элементов разрешения) точные выражения для характеристик обнаружения позволяют определить потери в эффективности сверхширокополосного обнаружения вследствие флуктуаций цели с неизвестной скоростью.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. — М.: Радио и связь. — 1989. — 192 с.
2. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. — М.: Радио и связь. — 1985. — 376 с.
3. Бункин Б. В., Кашин В. А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС // Радиотехника. — 1995. — № 4, 5. — С. 128–133.
4. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Сверхширокополосное обнаружение цели при зондировании разрывными импульсами // Радиоэлектроника. — 2003. — № 5. — С. 3–10. (Изв. вузов).

5. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации.— М.: Радио и связь.— 1992.— 304 с.

6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М.: Сов. радио.— 1978.— 296 с.

7. Трифонов А. П. Обнаружение сигналов с неизвестными параметрами // Теория обнаружения сигналов.— М.: Радио и связь.— 1984.— С. 12—89.

Воронежский государственный ун-т.

Поступила в редакцию 26.05.04.

УДК 621.396.96:621.391.26

КОСТЫЛЕВ В. И., ПЕТРОВ В. М.

ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ПОМЕХА ДЛЯ БИСТАТИЧЕСКОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОЙ НАЗЕМНО-КОСМИЧЕСКОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ ПЕРЕДАТЧИКА

Проведен анализ отношения сигнал/помеха бистатической интерференционной наземно-космической радиолокационной системы с синтезированием апертуры передатчика. Получены формулы для расчета отношения сигнал/помеха и взаимной автокорреляционной функции. Показано, что имеют место три механизма селекции полезного и мешающего сигналов: по времени запаздывания, по доплеровскому сдвигу частоты и пространственная.

Бистатические наземно-космические РЛС с передатчиком, расположенным на спутнике, и приемником, расположенным на (или вблизи) поверхности Земли являются одним из новых перспективных направлений радиолокационной техники. При этом вследствие движения спутника может быть осуществлено синтезирование апертуры передатчика. Такие системы в англоязычной литературе получили название SSBSAR (аббревиатура от Space-Surface Interferometer Bistatic Synthetic Aperture Radar). Если в составе приемника используется интерферометр, систему называют SSInBSAR (аббревиатура от Space-Surface Interferometer Bistatic Synthetic Aperture Radar). Настоящая статья посвящена анализу отношения сигнал/помеха для системы SSInBSAR.

В качестве основной базовой модели в настоящей работе принята следующая. Будем рассматривать точечную изотропно переизлучающую цель, создающую в однородной окружающей среде сферическую волну. Будем полагать, что как реальная спутниковая антенна, так и синтезированная антенна достаточно невелики для того, чтобы и цель и приемная антенна находились в их дальних зонах [1]. В качестве модели приемной антенной системы примем интерферометр, состоящий из двух когерентных ненаправленных (диаграммы направленности антенн интерферометра равномерны в рабочем секторе углов) антенн, фазовые центры которых расположены на расстоянии L_1 друг от