235

235

ISSN 0021-3470

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ВОЕННЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

ТОМ 47

3-4
март-апрель

ИЗДАНИЕ
НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ»

2004

УДК 621.396

ТРИФОНОВ А. П., БЕСПАЛОВА М. Б., ВОРОБЬЕВ А. М.

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

Найдены характеристики максимально правдоподобных обнаружителей медленно или быстро флуктуирующих целей.

Новым направлением в теории и технике 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 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 дальностью при зондировании разрывными импульсами. Однако, многие реальные цели являются флуктуирующими [5], а высокая разрешающая способность СШПС оказывает существенное влияние на процесс обнаружения.

Рассмотрим здесь обнаружение флуктуирующей цели при зондировании последовательностью разрывных СШПС. Положим, что обнаруживаемая цель находится на расстоянии

$$R_0 \in \left[R_{\min}, R_{\max}\right] \qquad (1)$$

и вначале будем считать цель медленно флуктуирующей [5]. Тогда рассеянный целью сигнал

$$s_N\left(t, R_0, a_0\right) = \sum_{k=0}^{N-1} s\left(t - k\theta - 2R_0 / c\right) = a_0 \sum_{k=0}^{N-1} f\left[\left(t - k\theta - 2R_0 / c\right) / \tau\right], \qquad (2)$$

---

* Работа выполнена при поддержке CRDF, Минобразования РФ и РФФИ (проекты VZ-010-0 и 04-01-00523).

где θ — период следования, c — скорость распространения сигнала, $a_0 = \max s(t)$ — амплитуда, $\tau = \int\limits_{-\infty}^{\infty} s^2(t)\mathrm{d}t\left[\max s^2(t)\right]^{-1}$ — эквивалентная длительность одного импульса, которая, как и в [1—4], не превышает долей наносекунды. Функция $f(\cdot)$ описывает форму одного импульса и нормирована как

$$\max f(x) = 1, \int\limits_{-\infty}^{\infty} f^2(x)\mathrm{d}x = 1, \int\limits_{-\infty}^{\infty} f(x)\mathrm{d}x = 0.$$

Обозначим нормированную сигнальную функцию [6] при оценке положения функции $f(\cdot)$ как

$$\Psi(y) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} f(x) f(x-y)\mathrm{d}x. \tag{3}$$

Так как СШПС последовательности (2) аппроксимируются разрывными функциями времени, то при $|y| \to 0$ для (3) справедливо асимптотическое представление [4, 7]

$$\Psi(y) = 1 - \delta|y| + o(|y|), \delta = \lim_{y \to 0+}\left\{\left[1 - \Psi(y)\right]/y\right\} > 0. \tag{4}$$

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, т. е. $T > N\theta$. Скважность последовательности (2) полагаем не слишком малой, так что отдельные СШПС не перекрываются. Тогда логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) для (2) определяется выражением [6, 7]

$$L(R, a) = a\sum_{k=0}^{N-1} L_k(R) - a^2 N\tilde{z}^2/2, \tag{5}$$

где $L_k(R) = 2\int\limits_0^T x(t) f\left[(t - k\theta - 2R/c)/\tau\right]\mathrm{d}t/N_0$, $x(t) = s_N(t, R_0, a_0) + n(t)$ — 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 неизвестных амплитуды и дальности, заменим их значения на оценки максимального правдоподобия [7]. Максимизируя с этой целью (5) по a и R, имеем

$$L_m = \sup L(R, a) = \sup L(R), R \in \left[R_{\min}, R_{\max}\right], \tag{6}$$

$$L(R) = \sup_a L(R,a) = \left[\sum_{k=0}^{N-1} L_k(R)\right]^2 / 2N\tilde{z}^2. \quad (7)$$

Решение о наличии цели принимается, если

$$L_m > h \quad (8)$$

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

Подставляя в (7) реализацию наблюдаемых данных при отсутствии цели, получаем

$$L(R) = N^2(R)/2, \quad (9)$$

где

$$N(R) = \sum_{k=0}^{N-1} N_k(R)/\sqrt{N}, \quad (10)$$

а

$$N_k(R) = 2\int_0^T n(t) f\left[(t - k\theta - 2R/c)/\tau\right] \mathrm{d}t / N_0 \tilde{z} \quad (11)$$

— реализации независимых стационарных гауссовских процессов, первые два момента которых $< N_k(R) > = 0$, $< N_k(R_1) N_i(R_2) > = 0$, $k \neq i$

$$< N_k(R_1) N_k(R_2) > = S(R_1, R_2) = \Psi\left[2(R_1 - R_2)/c\tau\right]. \quad (12)$$

Формула (12) получена в предположении, что априорный интервал возможных значений дальности (1) не превосходит интервала однозначного измерения дальности [5], так что $R_{\max} - R_{\min} < c\theta/2$.

Из (9)—(11) следует, что при отсутствии цели логарифм ФОП является реализацией негауссовского случайного стационарного процесса с плотностью вероятности

$$W_N(L) = \exp(-L)/\sqrt{\pi L}, L \geq 0 \quad (13)$$

и корреляционной функцией

$$B_N(R_1, R_2) = < L(R_1) L(R_2) > - < L(R_1) > < L(R_2) > = S^2(R_1, R_2)/2 \quad (14)$$

Используя (4), (12), получаем, что при $|R_1 - R_2| \to 0$ для корреляционной функции (14) справедливо асимптотическое разложение

$$B_N(R_1, R_2) = 1/2 - 2|R_1 - R_2|\delta / c\tau + o(|R_1 - R_2|). \quad (15)$$

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

$$\alpha = P\left[\sup L(R) > h\right] = 1 - P_N(h),\ R \in \left[R_{\min}; R_{\max}\right], \tag{16}$$

где $P_N(H) = P\left[\sup L(R) < H\right]$ — функция распределения абсолютного (наибольшего) максимума процесса (9).

Для стационарного случайного процесса с плотностью вероятности (13), корреляционная функция (14) которого допускает представление (15), в [7] найдена аппроксимация распределения абсолютного максимума

$$P_N(H) = \begin{cases} \exp\left[-2m\exp(-H)\sqrt{H/\pi}\right], & H \geq 1/2, \\ 0, & H < 1/2, \end{cases} \tag{17}$$

где

$$m = 2\delta\left(R_{\max} - R_{\min}\right)/c\tau, \tag{18}$$

и характеризует число элементов разрешения по дальности в априорном интервале возможных значений дальности (1).

Подставляя (17) в (16), получаем приближенное выражение для вероятности ложной тревоги при обнаружении медленно флуктуирующей цели:

$$\alpha \cong \begin{cases} 1 - \exp\left[-2m\exp(-h)/\sqrt{h/\pi}\right], & h \geq 1/2 \\ 1, & h < 1/2 \end{cases}$$

Точность этой аппроксимации улучшается с ростом m и h [7].

Для расчета вероятности ошибки 2-го рода (пропуска цели) подставим в (7) реализацию наблюдаемых данных при наличии цели и преобразуем как

$$L(R) = \left[S(R_0, R) + N(R)\right]^2/2. \tag{19}$$

Здесь $N(R)$ определяется из (10), $S(R_0, R)$ — из (12), а $z^2 = a_0^2 N\tilde{z}^2$ — суммарное ОСШ для всей принимаемой последовательности (2). Обозначим ΔR длительность функции $S(R_0, R)$, так что $S(R_0, R_0 \pm \Delta R)$. Тогда в (19) $S(R_0, R)$ отлична от нуля лишь при $R \in R_s = \left[R_0 - \Delta R, R_0 + \Delta R\right]$. Соответственно, при $R \in R_N = \left\{\left[R_{\min}, R_0 - \Delta R\right]; \left[R_0 + \Delta R, R_{\max}\right]\right\}$ функция $S(R_0, R) \equiv 0$ и (19) совпадает с (7).

Согласно определению [7], вероятность пропуска цели

$$\beta = P\left[\sup L(R) < h\right], R \in \left[R_{\min}; R_{\max}\right]. \tag{20}$$

Пусть $H_S = \sup L(R), R \in R_S$ и $H_N = \sup L(R), R \in R_N$. Положим далее, что априорный интервал возможных значений дальности достаточно велик, так что

$$R_{\max} - R_{\min} \gg \Delta R. \tag{21}$$

Тогда случайные величины H_S и H_N приближенно статистически независимы [7] и (20) можно переписать как

$$\beta \cong P(H_N < h) P(H_S < h) = P_N(h) P_S(h). \tag{22}$$

Если выполняется (21), и, соответственно, $m \gg 1$ (18), то очевидно $P(H_N < H) \cong P_N(H)$ описывается формулой (17). Для расчета распределения $P_S(H) = P(H_S < H)$, аналогично [6], представим (19) как

$$L(R) = S_a(R, R_0) + N_a(R) + 1/2. \tag{23}$$

Здесь

$$S_a(R, R_0) = z^2 S^2(R, R_0)/2 \tag{24}$$

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

$$B_a(R_1, R_2) = \langle N_a(R_1) N_a(R_2) \rangle =$$
$$= z^2 S(R_1, R_2) S(R_1, R_0) S(R_2, R_0) + S^2(R_1, R_2)/2. \tag{25}$$

Сигнальная функция (24) достигает максимума при $R = R_0$. Следовательно, выходное ОСШ для всей последовательности (2) будет равно [6]

$$z_N^2 = S_a^2(R_0, R_0) / B_a(R_0, R_0) = z^4 / 2(1 + z^2). \tag{26}$$

Если суммарное ОСШ z^2 для последовательности (2) достаточно велико, то (26) можно приближенно переписать в виде

$$z_N^2 \cong z^2 / 4. \tag{27}$$

Полагаем далее, что выходное ОСШ (26), (27) для последовательности (2) достаточно велико, так что распределение $P_S(H)$ определяется поведением логарифма ФОП (19), (23) в малой окрестности истинного значения дальности R_0 [6, 7]. Обозначим $\Delta = \max\{|R_1 - R_0|, |R_2 - R_0|, |R - R_0|, |R_1 - R_2|\}$.

Устремляя $\Delta \to 0$ и учитывая (4), (12), получаем, что в малой окрестности R_0 для функций (24), (25) справедливы асимптотические разложения

$$S_a(R, R_0) = z^2 (1/2 - 2|R - R_0|\delta / c\tau) + o(\Delta), \tag{28}$$

$$B_a(R_1, R_2) = z^2 (1 - 4|R_1 - R_2|\delta / c\tau) -$$
$$- \frac{4z^2\delta}{c\tau} \begin{cases} \min(|R_1 - R_0|, |R_2 - R_0|), & (R_1 - R_0)(R_2 - R_0) \geq 0, \\ 0, & (R_1 - R_0)(R_2 - R_0) < 0. \end{cases} \tag{29}$$

Отметим, что при $R = R_0$ логарифм ФОП (19), (23) обладает плотностью вероятности $W_0(L) = \exp\left(-L - z^2/2\right)\mathrm{ch}\left(z\sqrt{2L}\right)/\sqrt{\pi L}, L \geq 0$.

Для логарифма ФОП с этой плотностью вероятности, первые два момента которого допускают представления (28), (29), в [7] найдена аппроксимация распределения абсолютного максимума при $R \in R_S$:

$$P_S(H) \cong \int_0^H \left[1 - \exp(-H - x)\right]^2 \exp\left(-x - z^2/2\right)\mathrm{ch}\left(z\sqrt{2x}\right)(\pi x)^{-1/2}\mathrm{d}x. \quad (30)$$

Подставляя (17) и (30) в (22), получаем приближенное выражения для вероятности пропуска при обнаружении медленно флуктуирующей цели

$$\beta \cong \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp\left[-2m\exp(-h)\sqrt{\frac{h}{\pi}}\right] \int_0^{\sqrt{2h}} \left[1 - \exp\left(-h - \frac{x^2}{2}\right)\right]^2 \exp\left(-\frac{x^2 + z^2}{2}\right)\mathrm{ch}(xz)\mathrm{d}x$$

при $h \geq 1/2$ и $\beta \cong 0$ при $h < 0$ (точность этого приближения улучшается с ростом z, h и m).

Найдем далее характеристики обнаружения быстро флуктуирующей цели. Рассеянный быстро флуктуирующей целью сигнал имеет вид [5]

$$s_N(t, R_0, a_{0k}) = \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k} f\left\{\left[t - k\theta - 2R_0/c\right]/\tau\right\}. \quad (31)$$

Аналогично (5), логарифм ФОП для последовательности (31) определяется выражением [6]

$$L(R, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left[L_k(R) - a_k \tilde{z}^2/2\right]. \quad (32)$$

Здесь $x(t) = s_N(t, R_0, a_{0k}) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных при наличии цели и $x(t) = n(t)$ — при ее отсутствии. Для того, чтобы исключить влияние неизвестных амплитуд и дальности, заменим их значения на оценки максимального правдоподобия [7]. Максимизируя с этой целью (32) по всем a_k, $k = \overline{0, N}$ и R, получаем

$$L_{fm} = \sup L(R, a_k) = \sup L_f(R), R \in \left[R_{\min}; R_{\max}\right], \quad (33)$$

$$L_f(R) = \sup_{a_k} L(R, a_k) = \sum_{k=0}^{N-1} L_k^2(R)/2\tilde{z}^2. \quad (34)$$

В результате, решение о наличии цели принимается согласно (8), где (6) следует заменить на (33). Подставляя в (34) реализацию наблюдаемых данных при отсутствии цели, получаем

$$L_f(R) = \sum_{k=0}^{N-1} N_k^2(R)/2, \tag{35}$$

где $N_k(R)$ определяется из (11).

Из (35), (11), (12) следует, что при отсутствии цели логарифм ФОП является реализацией негауссовского случайного стационарного процесса с плотностью вероятности

$$W_{fN}(L) = L^{N/2-1}\exp(-L)/\Gamma(N/2), L \ge 0, \tag{36}$$

где $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция, и корреляционной функцией

$$B_{fN}(R_1, R_2) = \langle L_f(R_1)L_f(R_2)\rangle - \langle L_f(R_1)\rangle\langle L_f(R_2)\rangle = \\ = NS^2(R_1, R_2)/2 \tag{37}$$

Согласно (4) и (12) при $|R_1 - R_2| \to 0$ для корреляционной функции (37) справедливо асимптотическое разложение

$$B_{fN}(R_1, R_2) = N\left(1/2 - 2|R_1 - R_2|\delta / c\tau\right) + o\left(|R_1 - R_2|\right). \tag{38}$$

Для стационарного процесса (35) с плотностью вероятности (36), корреляционная функция которого (37) допускает представление (38), в [7] дана аппроксимация $P_{fN}(H) = P\left[\sup L_f(R) < H\right], R \in \left[R_{\min}; R_{\max}\right]$ распределения абсолютного максимума. При не слишком малых m она имеет вид

$$P_{fN}(H) \cong \begin{cases} \exp\left[-\dfrac{2mH^{N/2}}{\Gamma(N/2)}\exp(-H)\right], & H \ge N/2, \\ 0, & H < N/2. \end{cases} \tag{39}$$

Заменяя в (16) распределение (17) на распределение (39), получаем приближенное выражение для вероятности ложной тревоги при обнаружении быстро флуктуирующей цели

$$\alpha_f \cong \begin{cases} 1 - \exp\left[-\dfrac{2mh^{N/2}}{\Gamma(N/2)}\exp(-h)\right], & h \ge N/2, \\ 1, & h < N/2. \end{cases}$$

Точность этой аппроксимаций улучшается с ростом m и h.

Для расчета вероятности ошибки 2-го рода (пропуска цели) подставим в (34) реализацию наблюдаемых данных при наличии цели

$$L_f(R) = \sum_{k=0}^{N-1}\left[z_k S(R_0, R) + N_k(R)\right]^2/2 \tag{40}$$

Здесь $z_k^2 = a_{0k}^2 \widetilde{z}^2$ — ОСШ для k-го СШПС последовательности (31), а $S(R_0, R)$ определяется из (13). Полагая, что $R \in R_S$, перепишем (40) как

$$L_f(R) = S_f(R, R_0) + N_f(R) + N/2. \qquad (41)$$

Здесь сигнальная функция

$$S_f(R, R_0) = z^2 S^2(R, R_0)/2, \qquad (42)$$

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

$$B_f(R_1, R_2) = \langle N_f(R_1) N_f(R_2) \rangle =$$

$$= z^2 S(R_1, R_2) S(R_1, R_0) S(R_2, R_0) + NS^2(R_1, R_2)/2. \qquad (43)$$

В (42), (43) $z^2 = \sum_{k=0}^{N-1} a_{0k}^2 \widetilde{z}^2$ — суммарное ОСШ для всей последовательности (31).

Сигнальная функция (42) достигает максимума при $R = R_0$. Следовательно, выходное ОСШ для последовательности (31), рассеянной быстро флуктуирующей целью, будет равно [6]

$$z_{fN}^2 = S_f^2(R_0, R_0)/B_f(R_0, R_0) = z^4 / 2\left(N + 2z^2\right) = z^2 z_m^2 / 2\left(1 + z_m^2\right), \qquad (44)$$

где среднее ОСШ для одного СШПС последовательности (31)

$$z_m^2 = z^2/N = \sum_{k=0}^{N-1} z_k^2 / N. \qquad (45)$$

Согласно (44) выходное ОСШ для всей последовательности (31) существенно зависит от среднего ОСШ для одного СШПС (45). Так, при $z_m^2 >> 1$ имеем $z_{fN}^2 \cong z^2/4$, что совпадает с выходным ОСШ (27) при медленных флуктуациях цели. Соответственно, если $z_m^2 << 1$, то $z_{fN}^2 \approx z^2 z_m^2 / 2$ и, следовательно, выходное ОСШ для быстро флуктуирующей цели будет существенно меньше, чем для медленно флуктуирующей.

Полагаем далее, что выходное ОСШ (44) достаточно велико при любых z_m^2, так что достаточно исследовать поведение логарифма ФОП (40), (41) в малой окрестности R_0 [6, 7]. Устремляя $\Delta \to 0$, получаем, учитывая (4) и (13), асимптотические разложения для (42) и (43) в малой окрестности R_0

$$S_f(R, R_0) = z^2\left(1/2 - 2|R - R_0|\delta / c\tau\right) + o(\Delta); \qquad (46)$$

$$B_f(R_1,R_2)=\frac{N+2z^2}{2}\left[1-\frac{4\delta}{c\tau}|R_1-R_2|-\right.$$

$$\left.-\frac{8z^2\delta}{c\tau(N+2z^2)}\min(|R_1-R_0|,|R_2-R_0|)\right]+o(\Delta), \qquad (47)$$

если $(R_1-R_0)(R_2-R_0)\geq 0$ и

$$B_f(R_1,R_2)=\frac{N+2z^2}{2}\left(1-\frac{4\delta}{c\tau}|R_1-R_2|\right)+o(\Delta), \qquad (48)$$

если $(R_1-R_0)(R_2-R_0)<0$.

Отметим, что при $R=R_0$ логарифм ФОП (40), (41) обладает плотностью вероятности

$$W_{f0}(L)=\left(2L/z^2\right)^{(N-1)/4}\exp\left(-L-z^2/2\right)\mathrm{I}_{N/2-1}\left(z\sqrt{2L}\right),\ L\geq 0,$$

где $\mathrm{I}_\nu(\cdot)$ — функция Бесселя мнимого аргумента порядка ν.

Для логарифма ФОП с этой плотностью вероятности, первые два момента которого допускают представления (46)—(48), в [7] найдена функция распределения $P_{SN}(H)=P\left[\sup L_f(R)<H\right], R\in R_S$ абсолютного максимума. При не слишком малых ОСШ (44) эта аппроксимация имеет вид

$$P_{fS}(H)\cong\int\limits_0^H\left\{1-\exp\left[-\frac{z^2(H-x)}{N+z^2}\right]\right\}^2\left(\frac{2x}{z^2}\right)^{(N-1)/4}\exp\left(-x-\frac{z^2}{2}\right)\mathrm{I}_{N/2-1}\left(z\sqrt{2x}\right)\mathrm{d}x.$$

Заменяя в (22) распределение (17) на распределение (39), а распределение (30) — на это распределение, получаем приближенное выражение для вероятности пропуска быстро флуктуирующей цели

$$\beta_f\cong\exp\left[-\frac{2mh^{N/2}}{\Gamma(N/2)}\exp(-h)\right]\times$$

$$\times\int\limits_0^h\left\{1-\exp\left[-\frac{z^2(h-x)}{N+z^2}\right]\right\}^2\left(\frac{2x}{z^2}\right)^{(N-1)/4}\exp\left(-x-\frac{z^2}{2}\right)\mathrm{I}_{N/2-1}\left(z\sqrt{2x}\right)\mathrm{d}x$$

при $h\geq N/2$ и $\beta_f\cong 0$ при $h<N/2$ (точность этой аппроксимации улучшается с ростом z, h и m).

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

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 27.11.03.

УДК 621.382.2.029.64

КАНЕВСКИЙ В. И., ПАК К. Н.

РАСЧЕТ ВАХ ОДНОЭЛЕКТРОННОГО ТРАНЗИСТОРА С ДИСКРЕТНЫМ СПЕКТРОМ ЭНЕРГИИ В ОСТРОВКЕ

Представлены результаты расчета ВАХ одноэлектронного транзистора с дискретным спектром энергий в островке на основе расширенной ортодоксальной теории. Расчет кривых выполнен с использованием процедуры Монте-Карло. Модель транзистора описывает транспорт электронов и дырок в приборе. Численные результаты показывают, что тонкая структура ВАХ сильно зависит от плотности состояний и расстояния между уровнями энергий носителей в островке.

Известно, что когда размеры туннельных переходов уменьшаются, кулоновское взаимодействие между туннелирующими электронами в системе из двух последовательно соединенных переходов становится существенным, причем туннелирование носителей коррелировано [1]. Как результат, вольт-амперные характеристики (ВАХ) таких структур неустойчивы, что наблюдалось во многих экспериментах [2]. Возникает вопрос, как изменятся свойства системы из последовательно соединенных туннельных переходов, если ее размеры уменьшать до тех пор, пока пространственное квантование энергетического спектра носителей в островке не станет существенным. Заметим, что в системе из двух последовательно соединенных туннельных переходов островок обычно состоит из металла или полупроводника.