



ISSN 0021-3470

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ 40

9-10

ИЗДАНИЕ
НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ»

1997

На рис. 3 показаны зависимости от углов Θ_1 и Θ_2 предельных погрешностей оценок диэлектрической проницаемости ϵ (рис. 3а) и параметра $a_{\text{ш}}$ (рис. 3б). Графики построены для дискретных значений параметра $\Theta_1 = 0, 10, 20, 40, 60$ при изменении Θ_2 в диапазоне $0 \dots 90$ при опорных значениях $\epsilon = 20$, $a_{\text{ш}} = 0,6$ и $2 / T \Delta f = 10^{-6}$. При $\Theta_1 = \Theta$ система из двух нелинейных уравнений вырождается в одно уравнение и $\sigma_{a_{\text{ш}}} = \sigma_{\epsilon} = \infty$. Видно также, что ошибки измерений этих параметров максимальны при вертикальном зондировании.

Эта работа была поддержана грантом N APU 052028 Международной Соросовской Программы поддержки образования в области точных наук на Украине.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Богородский А. Н., Козлов А. И., Тучков Л. Т. Радиотепловое излучение земных покровов. — Л.: Гидрометеонадат, 1977. — 224 с.
2. Волосюк В. К., Кравченко В. Ф., Пономарев В. И. Оптимальные оценки электрофизических параметров для моделей рассеивающих покровов при дистанционном зондировании // ДАН СССР. — 1991. — Т. 319. — № 5. — С. 1120—1124.
3. Радиолокационные методы исследования Земли / Под ред. Ю. А. Мельника. — М.: Сов. радио, 1980. — 263 с.
4. Ряттов С. М., Кравцов Ю. А., Татарский Б. И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. — М.: Наука, 1978. — 464 с.
5. Фалькович С. Е., Хомяков Э. И. Статистическая теория измерительных радиосистем. — М.: Радио и связь, 1981. — 288 с.
6. Финкельштейн М. И., Мендельсон В. Л., Кутев В. А. Радиолокация слоистых земных покровов. — М.: Сов. радио, 1977. — 174 с.
7. Исидару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Т. 2. — М.: Мир, 1981. — 318 с.

Харьковский авиационный ин-т.

Поступила в редакцию после переработки 30.10.96.

УДК 621.396

ТРИФОНОВ А. П., БЕСПАЛОВА М. Б.

КВАЗИПРАВДОПОДОБНАЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ

Найдены погрешности оценок дальности и скорости за счет отклонения принятой при синтезе модели сверхширокополосного сигнала радиолокатора от истинной.

В [1—3] и др. рассмотрены возможности применения сверхкоротких импульсов и их последовательностей в радиолокации. Короткоимпульсные сигналы и их последовательности представляют частный случай сверхширокополосных сигналов (СШПС), использование которых имеет

свою специфику и позволяет в принципе расширить возможности радиолокации. Реальные условия распространения СШПС и формирования эхо-сигнала приводят к существенному изменению параметров и формы СШПС [2, 3]. Поэтому для синтеза алгоритма оценки дальности и скорости применяется модель СШПС, полученная в результате теоретических и экспериментальных исследований процессов распространения и отражения. Модель СШПС, используемая при синтезе, в общем случае отличается от принимаемого СШПС. В связи с этим представляет интерес определить степень ухудшения качества оценок дальности и скорости вследствие отклонения расчетной модели принимаемого СШПС от его истинной формы.

Аналогично [4], зондирующую последовательность СШПС запишем как

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s[t - (k - \mu)\theta - \lambda], \quad (1)$$

где функция $s(\cdot)$ описывает форму одного импульса, θ — период следования, а λ — временное положение последовательности. Параметр μ определяет точку последовательности, с которой связано ее временное положение λ . Так, при $\mu = 0$ величина λ представляет временное положение первого импульса последовательности, при $\mu = (N - 1) / 2$ — временное положение середины последовательности (1), а при $\mu = N - 1$ — временное положение последнего импульса. Полагая, что зондирующая последовательность (1) рассеивается целью с дальностью R_0 и радиальной скоростью V_0 , причем $|V_0| \ll c$, где c — скорость света. Тогда принимаемый сигнал можно записать в виде [5]

$$\tilde{s}_0(t, R_0, V_0) = \sum_{k=0}^{N-1} s_0[t - 2R_0/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V_0/c)]. \quad (2)$$

Функция $s_0(\cdot)$ описывает форму одного импульса, причем в общем случае функция $s_0(\cdot)$ отличается от $s(\cdot)$ в (1) [2, 3]. Сигнал (2) принимается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 .

Для синтеза алгоритма оценки дальности и скорости по методу максимального правдоподобия используем последовательность

$$\tilde{s}_1(t, R, V) = \sum_{k=0}^{N-1} s_1[t - 2R/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V/c)], \quad (3)$$

где функция $s_1(\cdot)$ описывает форму одного импульса модели (3) принимаемого сигнала (2). Согласно [2] для принимаемого сигнала (2) и его модели (3) должно выполняться условие

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) dt = 0, i = 0, 1. \quad (4)$$

В соответствии с методом максимального правдоподобия [6] необходимо формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР). Положим, что отдельные импульсы последовательности (3) не перекрываются и интервал наблюдения $[0, T]$ больше длительности всей последовательности, так что $T > N\theta$. Тогда с точностью до несущественного слагаемого логарифм ФОР можно записать в виде [6]

$$L(R, V) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T x(t) s_1[t - 2R/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V/c)] dt. \quad (5)$$

Здесь $x(t) = \tilde{s}_0(t, R_0, V_0) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных. Эта реализация содержит сигнал (2), который отличается от сигнала (3), для которого записан логарифм ФОР (5). Поэтому оценки R и V дальности R_0 и скорости V_0 , определяемые как положение абсолютного (наибольшего) максимума функции (5) не являются оценками максимального правдоподобия (ОМП). Эти оценки можно назвать квазиправдоподобными оценками (КПО) [7], поскольку они совпадают с ОМП при $s_1(t) \equiv s_0(t)$, т. е. когда модель (3) точно описывает принимаемый сигнал (2).

Для определения характеристик КПО дальности и скорости представим (5) в виде суммы сигнальной и шумовой функции [6]

$$L(R, V) = S(R, V) + N(R, V), \quad (6)$$

$$S(R, V) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_0[t - 2R_0/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V_0/c)] \times \\ \times s_1[t - 2R/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V/c)] dt, \quad (7)$$

$$N(R, V) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T n(t) s_1[t - 2R/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V/c)] dt. \quad (8)$$

Шумовая функция (8) является реализацией гауссовского случайного поля, причем его два первых момента равны

$$\langle N(R, V) \rangle = 0, B(R_1, R_2, V_1, V_2) = \langle N(R_1, V_1) N(R_2, V_2) \rangle =$$

$$= \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1[t - 2R_1/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V_1/c)] \times$$

$$\times s_1 [t - 2R_2/c - (k - \mu)\theta(1 + 2V_2/c)] dt. \quad (9)$$

При выводе сигнальной (7), корреляционной (9) и шумовой функций (8) предполагалось, что

$$|R_0 - R| < c\theta/2, |V - V_0| \ll c.$$

Поэтому формулы (7), (9) описывают центральные пики соответствующих функций [5, 6].

Так как по определению КПО функция

$$L(R, V) \text{ (5) при } R = \hat{R}, V = \hat{V}$$

обращается в абсолютный максимум, КПО $\hat{R}$ и $\hat{V}$ являются решениями системы уравнений

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial R} [S(R, V) + N(R, V)]_{\hat{R}, \hat{V}} &= 0, \\ \frac{\partial}{\partial V} [S(R, V) + N(R, V)]_{\hat{R}, \hat{V}} &= 0. \end{aligned} \quad (10)$$

При этом, если шумовая функция в (6) отсутствует, т. е. $N(R, V) \equiv 0$, то функция (7) достигает максимума в некоторой точке $(\tilde{R}, \tilde{V})$, причем в общем случае $\tilde{R} \neq R_0$, $\tilde{V} \neq V_0$. Систему уравнений для определения $\tilde{R}$ и $\tilde{V}$ можно записать как

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial S(R, V)}{\partial R} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} &= -\frac{4}{cN_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{ds_1(t)}{dt} s_0(t + \Delta_k) dt = 0, \\ \left[\frac{\partial S(R, V)}{\partial V} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} &= -\frac{4\theta}{cN_0} \sum_{k=0}^{N-1} (k - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{ds_1(t)}{dt} s_0(t + \Delta_k) dt = 0, \\ \Delta_k &= 2[\tilde{R} - R_0 + (k - \mu)\theta(\tilde{V} - V_0)]/c. \end{aligned} \quad (11)$$

Поскольку $\max S(R, V) = S(\tilde{R}, \tilde{V})$, то отношение сигнал—шум получаем в виде [6]

$$\begin{aligned} z^2 = S^2(\tilde{R}, \tilde{V}) / B(\tilde{R}, \tilde{R}, \tilde{V}, \tilde{V}) &= 2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_0(t + \Delta_k) dt \right]^2 \times \\ &\times \left[N_0 N \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (12)$$

Положим отношение сигнал—шум (12) достаточно большим, так что КПО дальности и скорости обладают высокой апостериорной точностью.

Тогда решение системы уравнений (10) можно найти методом малого параметра [6], в качестве которого используем величину $1/z$. Ограничиваясь рассмотрением первого приближения, получаем смещение (систематическую ошибку) КПО дальности и скорости

$$b_q(R) = \langle \hat{R} - R_0 \rangle = \tilde{R} - R_0, \quad b_q(V) = \langle \hat{V} - V_0 \rangle = \tilde{V} - V_0, \quad (13)$$

а также дисперсии и коэффициент корреляции КПО

$$\begin{aligned} D_q(R) &= \langle (\hat{R} - \tilde{R})^2 \rangle = (S_{RV}^2 B_V - 2 S_{RV} S_V B_{RV} + S_V^2 B_R) (S_R S_V - S_{RV}^2)^{-2}, \\ D_q(V) &= \langle (\hat{V} - \tilde{V})^2 \rangle = (S_R^2 B_V - 2 S_R S_{RV} B_{RV} + S_{RV}^2 B_R) (S_R S_V - S_{RV}^2)^{-2}, \\ \rho_q &= \langle (\hat{R} - \tilde{R})(\hat{V} - \tilde{V}) \rangle [D_q(R) D_q(V)]^{-1/2} = \\ &= (S_R S_V B_{RV} - S_{RV} S_R B_V - S_{RV} S_V B_R + S_{RV}^2 B_{RV}) \times \\ &\quad \times (S_R S_V - S_{RV}^2)^{-2} [D_q(R) D_q(V)]^{-1/2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь обозначено

$$\begin{aligned} S_R &= \left[\frac{\partial^2 S(R, V)}{\partial R^2} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8}{c^2 N_0} \sum_{k=0}^{N-1} A_k, \\ S_V &= \left[\frac{\partial^2 S(R, V)}{\partial V^2} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8 \theta^2}{c^2 N_0} \sum_{k=0}^{N-1} (k - \mu)^2 A_k, \\ S_{RV} &= \left[\frac{\partial^2 S(R, V)}{\partial R \partial V} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8 \theta^2}{c^2 N_0} \sum_{k=0}^{N-1} (k - \mu) A_k, \\ B_R &= \left[\frac{\partial^2 B(R_1, R_2, V_1, V_2)}{\partial R_1 \partial R_2} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8 N}{c^2 N_0} B_1, \\ B_V &= \left[\frac{\partial^2 B(R_1, R_2, V_1, V_2)}{\partial V_1 \partial V_2} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8 \theta^2}{c^2 N_0} B_1 \sum_{k=0}^{N-1} (k - \mu)^2, \\ B_{RV} &= \left[\frac{\partial^2 B(R_1, R_2, V_1, V_2)}{\partial R_1 \partial V_2} \right]_{\tilde{R}, \tilde{V}} = \frac{8 \theta}{c^2 N_0} B_1 \sum_{k=0}^{N-1} (k - \mu), \end{aligned}$$

$$A_k = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d^2 s_1(t)}{d t^2} s_0(t + \Delta_k) d t,$$

$$B_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{d s_1(t)}{d t} \right]^2 d t. \quad (15)$$

Согласно (13) КПО дальности и скорости в общем случае смещенные. Однако, если форма импульсов принимаемой последовательности (2) и модели (3) описывается нечетными функциями, т. е.

$$s_i(t) = -s_i(-t), \quad i = 0, 1, \quad (16)$$

то решения системы уравнений (11) совпадают с истинными значениями дальности и скорости. Следовательно, при выполнении (16) КПО дальности и скорости несмещенные. Отметим, что соотношение (16) обеспечивает выполнение условия (4) для принимаемого сигнала (2) и его модели (3).

Выражения для дисперсии и коэффициента корреляции КПО (14) существенно упрощаются, когда выполняется (16) и КПО несмещенные. Действительно, полагая в (15) $\Delta_k = 0$ и подставляя результат в (14), находим

$$D_q(R) = \frac{c^2 N_0 B_1}{8 F_1^2} \frac{N^2 - 1 + 12 [(N - 1) / 2 - \mu]^2}{N(N^2 - 1)},$$

$$D_q(V) = \frac{3 c^2 N_0 B_1}{2 \theta^2 F_1^2 N(N^2 - 1)},$$

$$\rho_q = \frac{(N - 1) / 2 - \mu}{\left\{ (N^2 - 1) / 12 + [(N - 1) / 2 - \mu]^2 \right\}^{1/2}},$$

$$F_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d s_1(t)}{d t} \frac{d s_0(t)}{d t} d t. \quad (17)$$

Для сравнения приведем характеристики ОМП дальности и скорости. Полагая в (17) $s_1(t) \equiv s_0(t)$, для дисперсий ОМП дальности и скорости, можем записать соответственно выражения

$$D(R) = \frac{c^2 N_0}{8 F_0} \frac{N^2 - 1 + 12 [(N - 1) / 2 - \mu]^2}{N(N^2 - 1)},$$

$$D(V) = \frac{3 c^2 N_0}{2 \theta^2 F_0 N (N^2 - 1)}, \quad (18)$$

где $F_0 = \int_{-\infty}^{\infty} [d s_0(t) / dt]^2 dt$. Коэффициент корреляции ОМП дальности и скорости совпадает при этом с коэффициентом корреляции КПО (17).

Сравнение (14), (17) и (18) позволяет определить степень ухудшения качества оценок дальности и скорости за счет отличия принятой при синтезе модели (3) от истинной последовательности (2). В частности, если выполняется (16), то сопоставляя (17) и (18) можем охарактеризовать проигрыш в точности КПО по сравнению с ОМП отношением

$$\chi = \frac{D_q(R)}{D(R)} = \frac{D_q(V)}{D(V)} = \frac{F_0 B_1}{A_1^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [s'_1(t)]^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} [s'_0(t)]^2 dt}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} s'_1(t) s'_0(t) dt \right]^2}. \quad (19)$$

В качестве примера, иллюстрирующего основные соотношения, рассмотрим ситуацию, когда функции $s_0(t)$ и $s_1(t)$ отличаются лишь своими параметрами, положив

$$s_i(t) = a_i \exp(-t^2 / \tau_i^2) \sin \omega_i t, \quad i = 0, 1. \quad (20)$$

Нетрудно убедиться, что функция (20) удовлетворяет условиям (4) и (16). Анализ корреляционной функции [2] для импульса (20) показывает, что при

$$\omega_i \tau_i \leq 5 \dots 6, \quad i = 0, 1, \quad (21)$$

наибольший ее побочный максимум имеет относительную величину не более 0,5. Будем считать, что такой уровень побочного максимума корреляционной функции достаточен для однозначного измерения временного положения импульса (20). Следовательно, [4] импульс (20) можно считать сверхширокополосным пока выполняется условие (21).

Подставляя (20) в (19), находим проигрыш в точности КПО дальности и скорости по сравнению с ОМП вследствие различия параметров (τ_1, ω_1) и (τ_0, ω_0) модели и принимаемого сигнала соответственно:

$$\chi = (2x^3)^{-1} (1 + x^2)^5 [1 + m^2 - \exp(-m^2/2)] [1 + x^2 y^2 m^2 - \exp(-x^2 y^2 m^2/2)] [\exp\{-x^2 m^2 (1 - y)^2 \times$$

$$\begin{aligned}
& \times [4(1+x^2)]^{-1} \} \{ (1+x^2) [2+y^2 m^2 (1+x^2) + \\
& + 2y(1-y)m^2] + (1-y)^2 m^2 \} - \exp \{ -x^2 m^2 \times \\
& \times (1+y)^2 [4(1+x^2)]^{-1} \} \{ (1+x^2) [2+y^2 m^2 (1+x^2) - \\
& - 2y(1+y)m^2] + (1+y)^2 m^2 \}^{-2}, \\
& x = \tau_1 / \tau_0, y = \omega_1 / \omega_0, m = \omega_0 \tau_0.
\end{aligned} \quad (22)$$

На рис. 1 приведены зависимости проигрыша $\chi(x)$ в точности КПО дальности и скорости по сравнению с ОМП при $\omega_1 = \omega_0$ ($y = 1$) и различных значениях m . Кривая 1 соответствует значению $m = 1$, 2 — $m = 2$, 3 — $m = 5$. Как следует из рис. 1, проигрыш в точности КПО возрастает по мере увеличения отклонения τ_1 от τ_0 . При этом для значений $\tau_1 > \tau_0$ проигрыш несколько меньше, чем для значений $\tau_1 < \tau_0$. Кроме того, проигрыш убывает с увеличением m . Действительно, с увеличением m ширина центрального пика корреляционной функции сигнала (20) в большей степени определяется параметром ω , чем параметром τ . Поэтому с увеличением m возрастает устойчивость КПО к отклонению τ_1 от τ_0 .

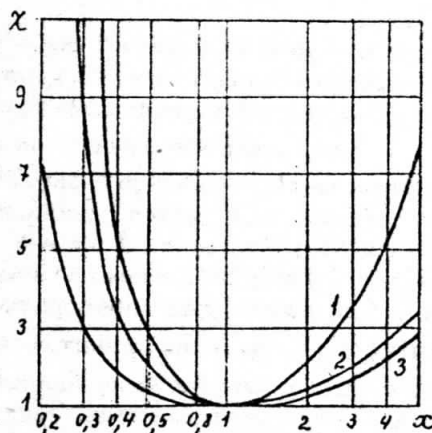


Рис. 1

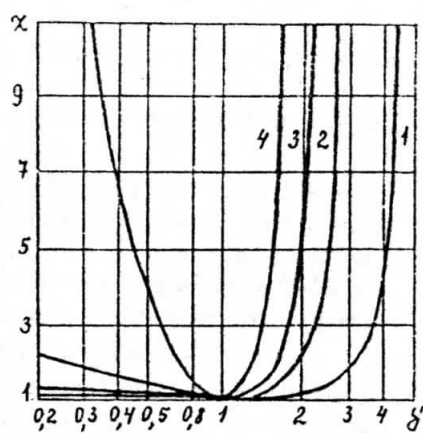


Рис. 2

На рис. 2 приведены зависимости $\chi(y)$ (22) при $\tau_1 = \tau_0$ ($x = 1$) и различных значениях m . Кривая 1 соответствует значению $m = 1$, 2 — $m = 2$, 3 — $m = 3$, 4 — $m = 5$. Как следует из рис. 2, проигрыш в точности КПО возрастает по мере увеличения отклонения ω_1 от ω_0 . При этом для значений $\omega_1 > \omega_0$ проигрыш заметно больше, чем для $\omega_1 < \omega_0$. Кроме того,

проигрыш возрастает с увеличением m , что приводит к снижению устойчивости КПО к отклонению ω_1 от ω_0 . Сопоставление кривых рис. 1 и 2 показывает, что точность КПО более критична к отклонению ω_1 от ω_0 , чем к отклонению τ_1 от τ_0 , особенно если m велико.

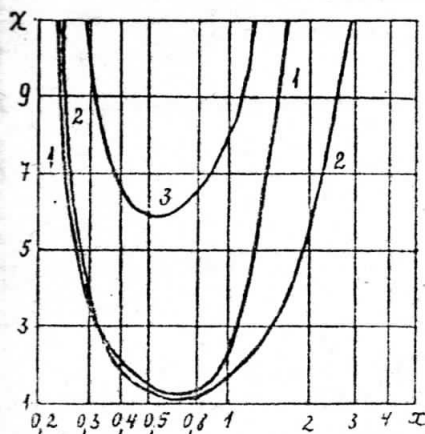


Рис. 3

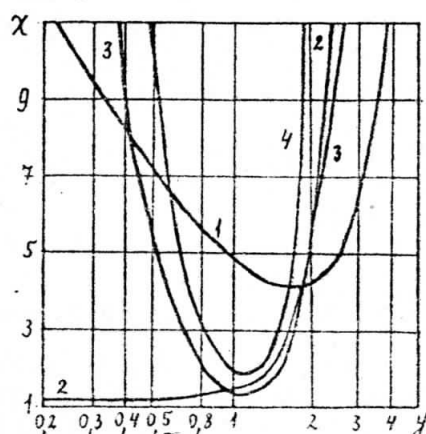


Рис. 4

На рис. 3 приведены зависимости $\chi(x)$ (22) при $m = 3$ и различных значениях y . Кривая 1 соответствует значению $y = 0,2$, 2 — $y = 0,5$, 3 — $y = 2$. Согласно рис. 3, при $y \neq 1$, проигрыш в точности КПО для значений $\tau_1 < \tau_0$ несколько меньше, чем для $\tau_1 > \tau_0$.

На рис. 4 приведены зависимости $\chi(y)$ (22) при $m = 3$ и различных значениях x . Кривая 1 соответствует значению $x = 0,2$, 2 — $x = 0,5$, 3 — $x = 2$, 4 — $x = 3$. Сопоставление кривых рис. 1—4 позволяет определить потери в точности КПО дальности и скорости по сравнению с ОМП за счет отклонения параметров (ω_1, τ_1) модели принимаемого сигнала (20) от истинных значений (ω_0, τ_0) этих параметров.

Выполненный анализ сверхширокополосных КПО дальности и скорости дает возможность рассчитать погрешности оценок за счет отклонения принятой при синтезе модели сигнала от истинной.

Приведенные результаты получены при выполнении гранта 95—0—8.1—8 в области фундаментального естествознания.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. — М.: Радио и связь, 1985. — 376 с.

2. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. — М. : Радио и связь, 1989. — 192 с.
3. Бункин В. В., Кащин В. А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС // Радиотехника. — 1995. — № 4—5. — С. 128—133.
4. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Эффективность совместной оценки временного положения и периода следования импульсов при наличии неинформативных параметров // Радиотехника и электроника. — 1992. — Т. 37. — № 6. — С. 1014—1023.
5. Ширман Л. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М. : Радио и связь, 1981. — 416 с.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М. : Сов. радио, 1978. — 296 с.
7. Мудров В. И., Кушко В. Л. Методы обработки измерений. — М. : Радио и связь, 1983. — 304 с.

Воронежский государственный ун-т.

Поступила в редакцию 01.08.96.

УДК 681.513

СКАЧКОВ В. В.

ВЛИЯНИЕ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ КВАДРАТИВНОЙ КРИТЕРИАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ

Предложен обобщенный показатель для оценки влияния внутрисистемных помех на эффективность адаптивной обработки сигналов при критериальной функции квадратичного вида. Исследована зависимость критерия оптимальности от величины возмущений коэффициентов уравнения Винера—Хопфа, когда базис подпространства измерений адаптивной системы образован неортогональными и ортогональными функциями.

Известные алгоритмы адаптивной обработки сигналов характеризуются устойчивостью по отношению к недостаточному объему априорной информации о внешних входных воздействиях. Это позволяет достигнуть экстремум требуемого критерия оптимальности в недетерминированной ситуации [1—3]. Однако при решении конкретных задач эффективность критерия оптимальности определяется также и полнотой априорной информации о внутреннем состоянии непосредственно самой системы обработки сигналов. Неопределенность состояния системы вызвана, прежде всего, присутствием случайных внутрисистемных помех. Такие помехи обусловлены, во-первых, отличием реального оператора системы от идеального и, во-вторых, неточным заданием исходных данных в результате замены их конечномерными аналогами [4, 5]. Как правило, задачи синтеза систем адаптивной обработки сигналов решаются без учета влияния внутрисистемных помех, что ведет к неадекватности математической модели реальному физическому процессу. В результате практически возможности таких систем будут значительно ниже потенциальных.