

65

65

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ СССР РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ XXV, № 7

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

КИЕВ — 1982

В системе ФАПЧ с ГДЧ, возникший при какой-то расстройке ГЦ не обязательно будет существовать при всех больших расстройках. Если при изменении, например, γ после 2—6 произойдет смыкание 2—8, то после размыкания 2—8, как следует из рис. 2, не будет ГЦ, т. е. его нет выше кривой Γ_2 на рис. 3. Согласно (15) значение

$$\gamma_{\text{гк}} = (1 - A)/m_1 - 1 \quad (20)$$

определяет конец области ГЦ при фиксированных n, β, A . На рис. 5 построены зависимости $\gamma_{\text{гк}}(\beta)$ для $n=2, 10$ ряда значений A . Область ГЦ отмечена штриховой. Из рис. 5 видно, что если расстройка ГДЧ мала ($A \approx 0$), то нежелательны полосы деления от β' до β'' .

Таким образом, на основании вышесказанного можно сделать такие выводы:

1) в системе ФАПЧ с ГДЧ горизонтальный цикл существует в ограниченной области как параметров n, β , так и расстроек γ, A ;

2) на плоскости расстроек γ, A область ГЦ с достаточной для инженерной практики точностью строится по значениям $A_{\text{гн}}, \gamma_{\text{гн}}$ (17), A_c (14), γ_c (12) и $\gamma_{\text{гк}}$ (20).

ЛИТЕРАТУРА

1. Федосова Т. С. Устойчивость системы фазовой автоподстройки частоты.— Тр. МИРЭА, «Радиотехника», 1969, 3, вып. 40, с. 40—49.
2. Баталова З. С., Белюстина Л. Н. Исследование одной нелинейной системы на торе.— «Изв. вузов — Радиофизика», 1963, 6, № 1, с. 149—165.
3. Пономаренко В. П. К теории систем синхронизации с перекрестными связями.— «Изв. вузов — Радиофизика», 1971, 14, № 11, с. 1728—1740.
4. Баутин Н. Н., Леонтович Е. А. Методы и приемы качественного исследования динамических систем на плоскости. М., «Наука», 1976.

Поступила в редакцию 30 III 1981 г.,
после переработки 22 VI 1981 г.

УДК 621.391.161

А. П. ТРИФОНОВ, В. И. ФЕДОРОВ

ПРЕДЕЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ И ИХ ПРОИЗВОДНЫХ ФЛЮКТУИРУЮЩЕЙ ЦЕЛИ

Найдена корреляционная матрица оценок при пространственно-временной обработке в общем случае, включающем расположение цели как в дальней зоне, так и в зоне Френеля приемной антенны. Рассмотрено влияние флуктуаций цели на точность оценки координат и их производных.

Задача оценки координат и их производных цели, расположенной на произвольном расстоянии от приёмной антенны, рассматривалась в [1, 2 и др.]. Причём предполагалось, что в течение времени облучения цели её отражающие свойства не изменяются. Это предположение является в достаточной степени оправданным при использовании зондирующего сигнала в виде одиночного импульса (посылки) достаточно малой длительности. Однако в радиолокации в качестве зондирующих сигналов часто используются последовательности импульсов или непрерывные периодические модулированные сигналы, длительность которых достаточно велика. В этом случае необходимо учитывать амплитудные и фазовые флуктуации отраженного от цели сигнала [3, 4]. В работах [3, 4 и др.] рассматривалась оценка координат и их производных флуктуирующей цели, однако при этом предполагалось, что

цель находится в дальней зоне. Полагая далее, что отражающие свойства цели изменяются случайным образом за время ее облучения, найдем предельную точность оценки координат и их производных цели, расположенной на произвольном расстоянии от приемной антенны любой практически используемой размерности.

Пусть зондирующий сигнал описывается выражением [3, 4]

$$\dot{s}_0(t) = \sqrt{2P_0} f(t) \exp \{j[\omega_0 t + \psi(t) - \varphi_0]\}, \quad (1)$$

где P_0 — средняя мощность зондирующего сигнала; $f(t)$ и $\psi(t)$ — периодические законы амплитудной и фазовой модуляции с периодом T_r ; ω_0 и φ_0 — несущая частота и неизвестная начальная фаза. Закон амплитудной модуляции нормирован так, что $\int_0^{T_r} f^2(t) dt / T_r = 1$. При соответствующем

подборе функций $f(t)$ и $\psi(t)$ формулой (1) можно описать как импульсные последовательности, так и непрерывные зондирующие сигналы. Аналогично [2] обозначим $\{l_1, l_2, l_3\}$ — координаты цели в выбранной системе координат. Будем считать, что в течение времени наблюдения $[0; T]$ движение цели близко к равномерному, так что без существенной погрешности $l_k(t) = l_k + l'_k t$. Обозначим $\vec{R}$ — вектор, соединяющий излучатель с целью; $\vec{\rho} = \vec{R} - \vec{r}$ — вектор, соединяющий цель с точкой антенны, координаты которой $\vec{r} \in V$; V — область пространства, занятая антенной. Учитывая флуктуации цели, отраженный сигнал можно записать так:

$$\dot{s}(t, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}) = \sqrt{2P_s} \dot{\xi}(t - \rho/c) f(t - \tilde{\tau}, \vec{q}) \exp \{j[\omega_0(t - \tilde{\tau}) + \psi(t - \tilde{\tau}, \vec{q}) - \varphi_0]\}. \quad (2)$$

Здесь P_s — средняя мощность отраженного сигнала; $\rho \equiv \rho(\vec{l}, t, \vec{r}) = |\vec{\rho}|$; $\tilde{\tau} \equiv \tilde{\tau}(\vec{l}, t, \vec{r}) = (R + \rho)/c$; $R \equiv R(\vec{l}, t) = |\vec{R}|$; c — скорость распространения электромагнитных колебаний; $\vec{l} = \{l_1, l_2, \dots, l_6\}$ — шесть оцениваемых параметров: координаты цели и их производные $l_i = dl_{i-3}/dt$, $i = 4, 5, 6$ при $t = 0$; $\dot{\xi}(t)$ — комплексный гауссовский случайный процесс, описывающий амплитудные и фазовые флуктуации отраженного сигнала, причем:

$$\begin{aligned} \langle \dot{\xi}(t) \rangle &= 0, \quad \langle |\dot{\xi}(t)|^2 \rangle = 1, \quad \langle \dot{\xi}(t + \tau) \dot{\xi}^*(t) \rangle = \\ &= K_{\xi}(\tau, \vec{q}) = B(\tau, \vec{q}) \exp [j\varphi(\tau, \vec{q})], \end{aligned} \quad (3)$$

$\vec{q} = \{q_1, \dots, q_p\}$ — p несущественных (паразитных) параметров, описывающих изменение формы сигнала при распространении и отражении и включающих неизвестные параметры функции корреляции флуктуаций цели. Сформулируем несколько ограничивающих предположений, которые в радиолокационных задачах обычно выполняются [3, 4]. Будем считать, что зондирующий сигнал (1) является узкополосным; время корреляции флуктуаций отраженного сигнала велико по сравнению с периодом модуляции T_r , но существенно меньше времени наблюдения T , так что полоса частот процесса $\dot{\xi}(t)$ существенно меньше полосы частот зондирующего сигнала и различием задержек $\dot{\xi}(t)$ в разных точках антенны можно пренебречь; изменение задержки сигнала τ за счет движения цели не изменяет существенно образом формы комплексной огибающей сигнала; перемещение цели за время наблюдения мало по сравнению с расстоянием до антенны R и $R \gg \lambda$ ($\lambda = 2\pi c/\omega_0$ —

длина волны зондирующего сигнала), так что зависимостью P_s от координат цели можно пренебречь [5]. Тогда пространственно-временную функцию корреляции отраженного сигнала (2) получаем в виде [3, 4]

$$K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) = P_s f(t_1 - \tau_1, \vec{q}) f(t_2 - \tau_2, \vec{q}) B(t_1 - t_2, \vec{q}) \times \\ \times \cos[\omega_0(t_1 - t_2) - \omega_0(\tau_1 - \tau_2) - (v_1 t_1 - v_2 t_2) + \\ + \psi(t_1 - \tau_1, \vec{q}) - \psi(t_2 - \tau_2, \vec{q}) + \varphi(t_1 - t_2, \vec{q})]. \quad (4)$$

Здесь $\tau_i = [R(\vec{l}, t) + \rho(\vec{l}, t, \vec{r}_i)]/c|_{t=0}$, $v_i = \omega_0 d[R(\vec{l}, t) + \rho(\vec{l}, t, \vec{r}_i)]/dt|_{t=0}$ — задержка и доплеровская частота в точке антенны с координатой $\vec{r}_i$, $i = 1, 2$.

Положим, что сигнал (2) с функцией корреляции (4) принимается на фоне пространственно-временного белого шума с односторонней спектральной плотностью N_0 . Оценка максимального правдоподобия $\vec{l}_m$ координат цели и их производных определяется по положению точки $(\vec{l}_m, \vec{q}_m)$, в которой логарифм функционала отношения правдоподобия $M(\vec{l}, \vec{q})$ достигает абсолютного максимума. В рассматриваемом случае [3, 4, 6]

$$M(\vec{l}, \vec{q}) = \int_0^T \int_V \int x(t_1, \vec{r}_1) x(t_2, \vec{r}_2) \Theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) dt_1 dt_2 d\vec{r}_1 d\vec{r}_2 / 2 - \\ - H(\vec{l}, \vec{q}) / 2, \quad (5)$$

где $x(t, \vec{r})$ — принимаемая сумма сигнала и помехи; $\Theta(\cdot)$ — решение интегрального уравнения [3]

$$\frac{N_0}{2} \Theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) + \int_0^T \int_V \Theta(t_1, t, \vec{r}_1, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}) K_s(t, t_2, \vec{r}, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) dt d\vec{r} = \\ = \frac{2}{N_0} K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}); \quad H(\vec{l}, \vec{q}) = \int_0^1 d\omega \int_V \tilde{\Theta}(t, t, \vec{r}, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}, \omega) dt d\vec{r}, \quad (6)$$

а $\tilde{\Theta}(\cdot)$ — решение аналогичного уравнения [3]. Воспользовавшись методикой, развитой в [3, 4], будем искать решение уравнения (6) $\Theta(\cdot)$ в форме, подобной (4). Для решения уравнения (6) имеем

$$\Theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) = P_s f(t_1 - \tau_1, \vec{q}) f(t_2 - \tau_2, \vec{q}) \Theta_0(t_1 - t_2, \vec{q}) \times \\ \times \cos[\omega_0(t_1 - t_2) - \omega_0(\tau_1 - \tau_2) - (v_1 t_1 - v_2 t_2) + \\ + \psi(t_1 - \tau_1, \vec{q}) - \psi(t_2 - \tau_2, \vec{q}) + \varphi(t_1 - t_2, \vec{q})]. \quad (7)$$

Подставляя (4) — (7) в (6) и пренебрегая интегралами от членов, осциллирующих с частотой $2\omega_0$, получаем систему уравнений для квадратур функции $\Theta(\cdot)$. Полагая, что $T \gg T_r$ и функция $\Theta_0(\cdot)$, как и $\dot{K}_s(\tau, \vec{q})$ (3) мало изменяется за период модуляции T_r , преобразуем эту систему уравнений аналогично [4]. Если к тому же время наблюдения T велико по сравнению с временем корреляции флюктуаций цели, то с помощью преобразования Фурье находим

$$\Theta_0(t_1 - t_2, \vec{q}) = \frac{2}{N_0 \pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B(\omega, \vec{q}) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{[N_0^2 + 2N_0 P_s V_0 B_c(\omega, \vec{q}) + V_0^2 P_s^2 B^2(\omega, \vec{q})]^{1/2}}. \quad (8)$$

Здесь $V_0 = \int_V d\vec{r}$; $B^2(\omega, \vec{q}) = B_c^2(\omega, \vec{q}) + B_s^2(\omega, \vec{q})$,

$$\left. \begin{matrix} B_c(\omega, \vec{q}) \\ B_s(\omega, \vec{q}) \end{matrix} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau, \vec{q}) \exp(j\omega\tau) \begin{Bmatrix} \cos \varphi(\tau, \vec{q}) \\ \sin \varphi(\tau, \vec{q}) \end{Bmatrix} d\tau.$$

Для определения функции $\tilde{\Theta}(\cdot)$ достаточно в (7) вместо $\Theta_0(\cdot)$ подставить

$$\tilde{\Theta}_0(t_1 - t_2, \vec{q}, \omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B(\omega, \vec{q}) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{[N_0^2 + 2N_0P_sV_0\omega B_c(\omega, \vec{q}) + P_s^2V_0^2\omega^2 B^2(\omega, \vec{q})]^{1/2}}. \quad (9)$$

Выражения (8), (9) совместно с (7) и (5) определяют структуру измерителя координат и их производных флюктуирующей цели, расположенной на произвольном расстоянии от приемной антенны.

Найдем корреляционную матрицу совместных оценок координат и их производных. Ограничимся рассмотрением случая больших отношений сигнал/шум для принятого сигнала. Тогда корреляционная матрица оценок параметров $\vec{l}$ и $\vec{q}$ близка к корреляционной матрице совместно эффективных оценок [4, 6, 7]. Следовательно, предельную точность оценок координат и их производных можно охарактеризовать матрицей [7]

$$\hat{K}(\vec{l}_m | \vec{l}_0, \vec{q}_0) = \|\hat{I}_{11} - \hat{I}_{1q} \hat{I}_{qq}^{-1} \hat{I}_{1q}^+\|^{-1}, \quad (10)$$

где $\vec{l}_0$ и $\vec{q}_0$ — истинные значения неизвестных параметров отраженного сигнала, $(+)$ означает транспонирование

$$\hat{I}_{11} = \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial l_{1i} \partial l_{2j}} \right\|; \quad \hat{I}_{qq} = \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial q_{1n} \partial q_{2k}} \right\|; \quad \hat{I}_{1q} = \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial l_{1i} \partial q_{2n}} \right\|; \quad (11)$$

$$G = G(\vec{l}_1, \vec{l}_2, \vec{q}_1, \vec{q}_2) = \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \int_V K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}_1, \vec{q}_1) \Theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}_2, \vec{q}_2) \times \\ \times dt_1 dt_2 d\vec{r}_1 d\vec{r}_2; \quad i, j = \overline{1, 6}; \quad k, n = \overline{1, p}. \quad (12)$$

Здесь производные вычисляются в точке $(\vec{l}_0, \vec{q}_0)$. Подставляя (4), (7), (8) в (12) и вычисляя производные (11), аналогично [2], получаем матрицу (10) в блочном виде

$$\hat{K}(\vec{l}_m | \vec{l}_0, \vec{q}_0) = z^{-2} \left\| \begin{matrix} \hat{I}_{11} & \hat{I}_{12} \\ \hat{I}_{12}^+ & \hat{I}_{22} \end{matrix} \right\|^{-1}, \quad (13)$$

где

$$\hat{I}_{11} = \frac{\Omega^2}{c^2} \|(H_i H_j + H_i g_j + H_j g_i)(1 - \delta_1) + g_{ij} - \delta_1 g_i g_j + \gamma^2(g_{ij} - g_i g_j)\|, \\ i, j = 1, 2, 3.$$

$$\hat{I}_{22} = \frac{T^2 \omega_0^2}{3c^2} \|g_{i-3j-3} - g_{i-3} g_{j-3} + [(H_{i-3} H_{j-3} + H_{i-3} g_{j-3} + H_{j-3} g_{i-3}) \times \\ \times (1 - \delta_2) + g_{i-3j-3} - \delta_2 g_{i-3} g_{j-3}] b\|, \quad i, j = 4, 5, 6. \quad (14)$$

$$\hat{I}_{12} = \frac{T \omega_0^2}{2c^2} \|g_{ij-3} - g_i g_{j-3} - (H_i H_{j-3} + H_i g_{j-3} + H_{j-3} g_i + g_i g_{j-3}) \delta_3\|, \\ i = 1, 2, 3; \quad j = 4, 5, 6.$$

$$g_i = \frac{1}{V_0} \int_V h_i d\vec{r}, \quad g_{ij} = \frac{1}{V_0} \int_V h_i h_j d\vec{r}, \quad h_i = [\partial \rho(\vec{l}, t, \vec{r}) / \partial l_i] \Big|_{\vec{l}=\vec{l}_0, t=0}, \quad (15)$$

$$i = 1, 2, 3; \quad b = 3A_2/2A_0T^2; \quad A_k = \int_0^T \tau^k B(\tau, \vec{q}_0) \Theta_0(\tau, \vec{q}_0) d\tau,$$

$$\delta_1 = (\Omega^2 T A_0)^{-1} \sum_{k,n=1}^p Q_{\tau k} Q_{\tau n} C_{kn}; \quad \delta_2 = 2(T A_2)^{-1} \sum_{k,n=1}^p Q_{vk} Q_{vn} C_{kn};$$

$$\delta_3 = 2(\omega_0 T^2 A_0)^{-1} \sum_{k,n=1}^p Q_{\tau k} Q_{vn} C_{kn}; \quad \|C_{kn}\| = \|Q_{kn}\|^{-1}, \quad k, n = \overline{1, p};$$

$$Q_{kn} = \left[\frac{\partial^2 G_0}{\partial q_{1k} \partial q_{2n}} \right], \quad Q_{\tau k} = \left[\frac{\partial^2 G_0}{\partial \tau_1 \partial q_{2k}} \right], \quad Q_{vk} = \left[\frac{\partial^2 G_0}{\partial v_1 \partial q_{2k}} \right],$$

$$G_0 = \frac{1}{4} \int_0^T \int_0^T B(t_1 - t_2, \vec{q}_1) \Theta_0(t_1 - t_2, \vec{q}_2) f(t_1 - \tau_1, \vec{q}_1) f(t_2 - \tau_1, \vec{q}_1) \times$$

$$\times f(t_1 - \tau_2, \vec{q}_2) f(t_2 - \tau_2, \vec{q}_2) \cos[(v_1 - v_2)(t_1 - t_2) + \psi(t_1 - \tau_1, \vec{q}_1) - \\ - \psi(t_2 - \tau_1, \vec{q}_1) - \psi(t_1 - \tau_2, \vec{q}_2) + \psi(t_2 - \tau_2, \vec{q}_2) + \varphi(t_1 - t_2, \vec{q}_1) - \\ - \varphi(t_1 - t_2, \vec{q}_2)] dt_1 dt_2.$$

Здесь все производные вычисляются при $\tau_1 = \tau_2$, $v_1 = v_2$, $\vec{q}_1 = \vec{q}_2 = \vec{q}_0$, $z^2 = P_s^2 V_0^2 A_0 T$ — отношение сигнал/шум для принятого сигнала; Ω — среднеквадратичная ширина спектра зондирующего сигнала; $\gamma = \omega_0/\Omega$ — параметр, характеризующий степень узкополосности зондирующего сигнала;

H_i — проекция единичного вектора $\vec{H} = \vec{R}/|\vec{R}|$ на i -ю ось координат. В выражениях (13), (14) параметры H_i , g_i , g_{ij} определяют зависимость точности оценки координат и их производных от пространственной структуры антенны и положения цели; параметры T , Ω , γ — от временной структуры сигнала; величины δ_i учитывают влияние несущественных параметров на точность оценки, а параметры A_0 , A_2 , b характеризуют влияние флуктуаций цели. В частности, если несущественные параметры отсутствуют, то все $\delta_i = 0$. В случае, когда от несущественных параметров зависит только функция корреляции флуктуаций цели, то $Q_{\tau k} = 0$

$$Q_{vk} = \frac{1}{4} \int_0^T \int_0^T (t_2 - t_1) f^2(t_1) f^2(t_2) B(t_1 - t_2, \vec{q}) [\partial \varphi(t_1 - t_2, \vec{q}) / \partial q_k] \Big|_{\vec{q}=\vec{q}_0} dt_1 dt_2.$$

Отсюда следует, что когда $[\partial \varphi(t_1 - t_2, \vec{q}) / \partial q_k] \Big|_{\vec{q}=\vec{q}_0} = 0$, все $\delta_i = 0$. Отметим также, что при неизвестной задержке принимаемого сигнала $\delta_1 = 1$, $\delta_2 = \delta_3 = 0$, а при неизвестной несущей частоте $\delta_1 = \delta_3 = 0$, $\delta_2 = 1$.

Из общей формулы (13) аналогично [2] нетрудно получить корреляционные матрицы раздельных оценок координат, производных координат и т. д. Так, корреляционная матрица оценок координат неподвижной цели $\hat{K}_1 = z^{-2} \hat{I}_{11}^{-1}$. Положим, что несущественные параметры отсутствуют, так что все $\delta_i = 0$. Сравнивая $\hat{K}_1$ с аналогичным результатом в [2], видим, что различие здесь только в определении отношения сигнал/шум z^2 .

Именно, для нефлюктуирующей (стабильной) цели корреляционная матрица оценок координат $\hat{K}_0 = z_0^{-2} \hat{I}_{11}^{-1}$, где z_0^2 — отношение сигнал/шум в отсутствии флуктуаций, когда $\xi(t) \equiv 1$. Нетрудно найти, что проигрыш в точности оценки любой координаты за счет флуктуаций неподвижной цели определяется отношением $\chi = z_0^2/z^2$. Для корреляционной функции флуктуаций цели вида

$$K_\xi(\tau) = \exp(-\alpha|\tau|) \quad (16)$$

получаем

$$\chi = 1 + \mu(1 + \sqrt{1 + z_0^2/\mu})/z_0^2, \quad (17)$$

где $\mu = \alpha T$. На рис. 1 представлена зависимость $\chi(z_0)$ проигрыша в точности оценки координат за счет флуктуаций цели при различных значениях μ . Кривые 1, 2, 3 построены при $\mu = 10; 10^2; 10^3$ соответственно.

Рассмотрим совместную оценку дальности и радиальной скорости флюктуирующей цели. Будем считать, что кроме начальной фазы зонди-

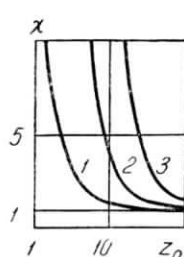


Рис. 1.

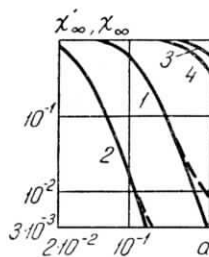


Рис. 2.

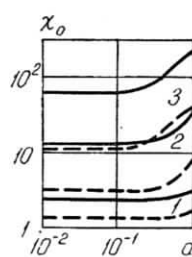


Рис. 3.

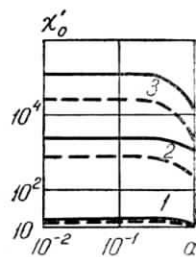


Рис. 4.

рующего сигнала несущественные параметры отсутствуют и $\delta_i = 0$. Положим, что отраженный от цели сигнал принимается на линейную антенну длиной $2X$, ориентированную в направлении цели и расположенную вдоль оси Ox декартовой системы координат, начало которой совмещено с центром раскрыва O . Тогда в каждом блоке матрицы (13) содержится по одному элементу

$$I_{11} = \Omega^2 [1 + 2g_R + g_{RR} + \gamma^2 (g_{RR} - g_R^2)]/c^2; \quad I_{12} = T\omega_0^2 (g_{RR} - g_R^2)/2c^2; \\ I_{22} = T^2\omega_0^2 [g_{RR} - g_R^2 + (1 + 2g_R + g_{RR})b]/3c^2. \quad (18)$$

Величины g_R и g_{RR} найдены в [2]. Анализируя выражения (18), (13), получаем, что в дальней зоне оценки дальности и радиальной скорости не коррелированы, а в зоне Френеля коэффициент корреляции этих оценок равен $(-\sqrt{3}/2)$. Дисперсии совместных оценок дальности и радиальной скорости определяются так: $D(R) = 45c^2(b + a^4/180)/\{z^2\Omega^2[a^4(1 + \gamma^2(b + a^4/720)) + 180b]\}$; $D(R') = 3c^2(180 + \gamma^2 a^4)/\{4z^2\omega_0^2 T^2 \times [a^4(1 + \gamma^2(b + a^4/720)) + 180b]\}$. Здесь $a = X/R_0$ — относительный размер антенны; R_0 — истинное значение дальности.

Определим выигрыш в точности оценки дальности и радиальной скорости в зоне Френеля относительно соответствующих оценок в дальней зоне. Для этого рассмотрим отношения: $\chi_\infty = D(R)/D_\infty(R) = (180b + a^4) \times [a^4(1 + \gamma^2(b + a^4/720)) + 180b]^{-1}$; $\chi'_\infty = D(R')/D_\infty(R') = b(180 + a^4\gamma^2) \times \chi_\infty/(180b + a^4)$. Здесь $D_\infty(R)$, $D_\infty(R')$ — дисперсии оценок дальности и радиальной скорости при расположении флюктуирующей цели в дальней зоне. На рис. 2 представлены зависимости $\chi_\infty(a)$ и $\chi'_\infty(a)$ для функции корреляции флуктуаций цели (16), когда $b = 3/\mu(\sqrt{\mu} + \sqrt{\mu + z_0^2})^2$. Кривые 1, 2 представляют $\chi_\infty(a)$ для значений параметра $\gamma = 10^3$ и $\gamma = 10^4$. Сплошные линии рассчитаны при $\mu = 10$, штриховые — при $\mu = 10^3$.

Кривые 3, 4 характеризуют поведение $\chi'_\infty(a)$ при значениях $\mu = 5 \cdot 10^2$ и $\mu = 10^3$.

Рассмотрим, как влияют флуктуации цели на точность совместной оценки дальности и радиальной скорости. Для этого найдем отношения: $\chi_0 = D(R)/D_0(R) = (1 + \gamma^2 a^4/180) \chi \chi_\infty$; $\chi'_0 = D(R')/D_0(R') = \chi \chi'_\infty/4b$. Здесь χ определяется из (17), $D_0(R)$ и $D_0(R')$ — дисперсии совместных оценок дальности и радиальной скорости стабильной цели [2]. На рис. 3 показана зависимость $\chi_0(a)$, где кривые 1, 2, 3 рассчитаны при $\mu = 10$; 10^2 ; $5 \cdot 10^2$. Сплошные линии соответствуют $z_0 = 4$, штриховые — $z_0 = 10$. На рис. 4 показана зависимость $\chi'_0(a)$, где кривые 1, 2, 3 построены для $\mu = 10$; 10^2 ; $5 \cdot 10^2$. Штриховые линии рассчитаны при $z_0 = 10$, сплошные — при $z_0 = 4$.

В заключение отметим, что полученные выражения позволяют рассчитывать потенциальную точность оценки координат и их производных флуктуирующей цели при пространственно-временной обработке в общем случае, включающем расположение цели в дальней зоне и в зоне Френеля приемной антенны. Эти формулы справедливы для приема сигнала на антенны любой практически используемой размерности и могут применяться для анализа дискретных антенн, если интегрирование в (15) выполнять по соответствующей многосвязной области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер И. Я., Нахмансон Г. С. Пространственно-временная обработка радиосигналов в измерительных радиосистемах в общем случае. — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1978, 21, № 1, с. 3.
2. Кремер А. И., Трифонов А. П. Предельная точность совместной оценки координат и их производных радиолокационными методами. — «Радиотехника и электроника», 1978, 23, № 1, с. 67.
3. Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Под ред. Г. П. Тартаковского. М., «Советское радио», 1963, 1, 2.
4. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигналов. М., «Советское радио», 1970.
5. Кремер А. И., Трифонов А. П. Предельная точность оценки координат точечной цели. — «Радиотехника и электроника», 1977, 22, № 8, с. 1607.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М., «Советское радио», 1978.
7. Черняк В. С. Об использовании информационной матрицы Фишера для анализа потенциальной точности оценок при наличии мешающих параметров. — «Радиотехника и электроника», 1971, 16, № 6, с. 956.

Поступила в редакцию 28 IV 1981 г.

УДК 519.2

В. А. ЕГОРОВ, Ю. А. ЕГОРОВ

ЭФФЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ИМИТАЦИИ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ С РАВНОМЕРНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Предложен эффективный способ имитации независимых псевдослучайных чисел с равномерным законом распределения. Способ основан на операции сложения по модулю 2 столбцов квадратной матрицы в определенном порядке. Получено максимальное быстродействие, определяемое временем выполнения одной команды.

В задачах анализа современных сложных систем методами статистического моделирования значительное внимание уделяется способам имитации случайных величин [1, 2]. Диктуется это общими для задач анализа требованиями — необходимостью не только громадного