

АКАДЕМИЯ НАУК СССР

РАДИОТЕХНИКА
И
ЭЛЕКТРОНИКА

Том XXXI

(ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК)

5

МОСКВА • 1986

УДК 621.396.96.01'03

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНОЙ ЦЕЛИ ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Трифонов А. П., Лукин А. Н.

Найдена корреляционная матрица оценок параметров цели, состоящей из совокупности блестящих точек или точечных излучателей (при пассивной локации). Рассмотрен общий случай, включающий расположение цели как в дальней зоне, так и в зоне Френеля. Получены формулы, учитывающие влияние несущественных параметров сигнала и справедливые для антенн любой практически используемой размерности. В качестве примера найдены характеристики оценок местоположения совокупности двух излучателей. Экспериментально подтверждена возможность увеличения точности оценки дальности сложного источника по сравнению с точечным.

ВВЕДЕНИЕ

Известные результаты по оценке параметров источников полезных сигналов в основном получены для полей, которые имеют плоские или сферические волновые фронты [1—4] либо представляют собой совокупность плоских волновых фронтов [5]. В ряде случаев поля реальных сложных целей не могут быть описаны в рамках указанных моделей. Так, широко используемая модель сложной цели представляет совокупность связанных между собой точечных рассеивателей [6]. Когда число рассеивателей велико, рассеянную волну обычно аппроксимируют гауссовским случайным полем [5, 6]. Однако на практике часто встречаются цели, которые удовлетворительно описываются сравнительно небольшим числом точечных рассеивателей [7—9]. Использование в этом случае гауссовской аппроксимации рассеянного поля может привести к существенным погрешностям. Альтернативный подход к задаче состоит в представлении рассеянного поля совокупностью квазидетерминированных волн. Если необходимое число рассеивателей и их взаимное расположение известны, то для синтеза алгоритмов оценки параметров цели может быть использована квазидетерминированная модель рассеянного поля. Класс целей, небольшое число точечных рассеивателей которых образует жесткую структуру, связанную с геометрическими характеристиками их поверхности, достаточно широк [7—9]. Так, в [8] приведены экспериментальные результаты, которые показывают, что для ряда сложных целей число и взаимное расположение точечных рассеивателей сохраняется при изменении ракурса наблюдения до 60° . В задачах пассивной локации к подобного рода объектам, поля излучения которых целесообразно описывать совокупностью квазидетерминированных волн, относятся радиотехнические комплексы с несколькими излучателями [10], системы радиомаяков и т. д. Если такая цель находится, например, в зоне Френеля приемной антенны или в неоднородной среде, то оказывается необходимым [1—3, 11] учет кривизны волнового фронта сигнала каждого рассеивателя. В этих случаях поле, рассеянное сложной целью, описывается совокупностью сферических волн, отраженных от ее блестящих точек. Характерной особенностью сложных целей является расширение множества неизвестных параметров. К их числу кроме координат цели относятся параметры, определяющие размер цели, ее форму, ориентацию (ракурс) и

другие. При решении задач оценки параметров сложной цели появляется необходимость более полного учета как существенных, подлежащих оценке параметров, так и несущественных, в оценке которых нет необходимости.

Положим, что сложная цель представляет собой совокупность p точечных рассеивателей (или p источников при пассивной локации). Пусть в выбранной системе отсчета $l_i = \{l_{i1}, l_{i2}, l_{i3}\}$ — координаты i -го переизлучателя; $\hat{\rho}_i$ — вектор, соединяющий начало координат O и i -й переизлучатель; ρ_i — вектор, соединяющий i -ю блестящую точку цели с точкой приемной антенны $\mathbf{r} \in V$, V — область пространства, занятая антенной. Эта область может быть непрерывной (плоской или линейной), дискретно-непрерывной или дискретной, т. е. состоящей из отдельных точек, образующих пространственную, плоскую или линейную решетку. Зондирующий сигнал излучается из точки O и отражается от множества p рассеивателей цели. Рассеянный сигнал в точке $\mathbf{r}$ приемной антенны имеет вид

$$(1) \quad s(t, \mathbf{r}, \mathbf{q}) = \sum_{i=1}^p \{x_i F(t - \tau_i) \cos[\omega_0(t - \tau_i) + \Psi(t - \tau_i)] + y_i F(t - \tau_i) \sin[\omega_0(t - \tau_i) + \Psi(t - \tau_i)]\},$$

где $\mathbf{q} = \{q_1, \dots, q_p\}$ — неизвестные параметры цели, полностью или частично подлежащие оценке; $x_i = A_i \cos \varphi_i$, $y_i = A_i \sin \varphi_i$, A_i , φ_i — неизвестные амплитуда и начальная фаза сигнала, рассеянного блестящей точкой цели; $\tau_i = \tau_i(l_i, \mathbf{q}) = [\hat{\rho}_i(l_i, \mathbf{q}) + \rho_i(\mathbf{r}, l_i, \mathbf{q})]/c$ — время, c — скорость распространения колебаний; $\hat{\rho}_i(l_i, \mathbf{q}) = |\hat{\rho}_i|$; $\rho_i(\mathbf{r}, l_i, \mathbf{q}) = |\rho_i|$; ω_0 , $F(t)$, $\Psi(t)$ — центральная частота, а также законы амплитудной и фазовой модуляции узкополосного зондирующего сигнала. Положим, что прием сигнала осуществляется на фоне аддитивного гауссовского пространственно-временного белого шума $n(t, \mathbf{r})$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . Тогда на антенне в течение интервала времени $[0; T]$ наблюдается поле

$$(2) \quad \xi(t, \mathbf{r}) = s(t, \mathbf{r}, \mathbf{q}_0) + n(t, \mathbf{r}).$$

Рассмотрим потенциальную точность оценок максимального правдоподобия параметров сложной цели в общем случае, включающем расположение цели в зоне Френеля приемной антенны и в дальней зоне.

1. ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ПРИЕМНИКА МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

Логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОР) определяется выражением [4, 5, 9, 12]

$$(3) \quad M(x_i, y_i, \mathbf{q}) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \int_V \xi(t, \mathbf{r}) s(t, \mathbf{r}, \mathbf{q}) dt d\mathbf{r} - \frac{1}{N_0} \int_0^T \int_V s^2(t, \mathbf{r}, \mathbf{q}) dt d\mathbf{r}, \quad i = \overline{1, p}.$$

Подставим (1) в (3) и перепишем (3) в виде

$$(4) \quad M(\boldsymbol{\pi}, \mathbf{q}) = \boldsymbol{\eta}(\mathbf{q}) \boldsymbol{\pi}^T - \boldsymbol{\pi} \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q}) \boldsymbol{\pi}^T / 2,$$

где верхний индекс T — знак транспонирования;

$$\boldsymbol{\pi} = \{x_1, x_2, \dots, x_p, y_1, y_2, \dots, y_p\} \text{ и } \boldsymbol{\eta}(\mathbf{q}) = \{X_1(\mathbf{q}), X_2(\mathbf{q}), \dots, X_p(\mathbf{q}), Y_1(\mathbf{q}), Y_2(\mathbf{q}), \dots, Y_p(\mathbf{q})\}$$

— $1 \times 2p$ матрицы-строки;

$$(5) \quad \begin{Bmatrix} X_i(\mathbf{q}) \\ Y_i(\mathbf{q}) \end{Bmatrix} = \frac{2}{N_0} \int_0^T \int_V \xi(t, \mathbf{r}) F(t - \tau_i) \times \\ \times \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} [\omega_0(t - \tau_i) + \Psi(t - \tau_i)] dt d\mathbf{r};$$

$$(6) \quad \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q}) = z^2 \begin{Bmatrix} \mathbf{Q}_c(\mathbf{q}) & \mathbf{Q}_s(\mathbf{q}) \\ -\mathbf{Q}_s(\mathbf{q}) & \mathbf{Q}_c(\mathbf{q}) \end{Bmatrix}$$

— матрица $2p \times 2p$; $\mathbf{Q}_c(\mathbf{q}) = \|\mathbf{Q}_{cij}(\mathbf{q})\|$; $\mathbf{Q}_s(\mathbf{q}) = \|\mathbf{Q}_{sij}(\mathbf{q})\|$ — матрицы $p \times p$, элементы которых

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{Q}_{cij}(\mathbf{q}) \\ \mathbf{Q}_{sij}(\mathbf{q}) \end{Bmatrix} = \frac{1}{z^2 N_0} \int_0^T \int_V F(t - \tau_i) F(t - \tau_j) \times \\ \times \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} [\omega_0(\tau_i - \tau_j) - \Psi(t - \tau_i) + \Psi(t - \tau_j)] dt d\mathbf{r};$$

$z^2 = V_0 \int_0^T F^2(t) dt / N_0$ — отношение сигнал/шум для сигнала с единичной

амплитудой, рассеянного одной блестящей точкой; $V_0 = \int_V d\mathbf{r}$ — объем

(площадь, длина) приемной антенны.

Используя формулы скалярно-матричного дифференцирования [13], максимизируем ЛФОП (4) по π . Считая матрицу $\hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q})$ невырожденной, получим

$$(7) \quad \max_{\pi} M(\pi, \mathbf{q}) = M(\mathbf{q}) = \eta(\mathbf{q}) \hat{\mathbf{Q}}^{-1}(\mathbf{q}) \eta^T(\mathbf{q}) / 2.$$

Следовательно, приемник должен вырабатывать ЛФОП (7) и определять оценку максимального правдоподобия $\mathbf{q}_m$ как точку, в которой $M(\mathbf{q})$ достигает абсолютного максимума.

Рассмотрим кратко основные свойства ЛФОП (7). Подставляя (2) в (7), представим аналогично [4, 12] ЛФОП в виде суммы сигнальной и шумовой функций

$$(8) \quad M(\mathbf{q}) = S(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) + N(\mathbf{q}) + p,$$

где $N(\mathbf{q}) = M(\mathbf{q}) - \langle M(\mathbf{q}) \rangle$, а

$$(9) \quad S(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = \langle M(\mathbf{q}) \rangle - p = \mathbf{f} \hat{\mathbf{Q}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{f}^T / 2; \quad \mathbf{f} = \mathbf{f}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}); \\ \mathbf{f}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = \{\mathbf{f}_c(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}), \mathbf{f}_s(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})\}; \quad \mathbf{f}_c(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = \{f_{ci}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})\}; \\ \mathbf{f}_s(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = \{f_{si}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})\}; \quad i = \overline{1, p};$$

$$f_{ci}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = z^2 \sum_{j=1}^p [x_{0j} S_{cji}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) - y_{0j} S_{sji}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})];$$

$$f_{si}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) = z^2 \sum_{j=1}^p [x_{0j} S_{sji}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) + y_{0j} S_{cji}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})];$$

$$(10) \quad \begin{Bmatrix} S_{cij}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) \\ S_{sij}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}) \end{Bmatrix} = \frac{1}{z^2 N_0} \int_0^T \int_V F(t - \tau_{0i}) F(t - \tau_j) \times \\ \times \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} [\omega_0(\tau_{0i} - \tau_j) - \Psi(t - \tau_{0i}) + \Psi(t - \tau_j)] dt d\mathbf{r};$$

$$\tau_{0i} = \tau_i(\mathbf{q}_0); \quad \tau_j = \tau_j(\mathbf{q}); \quad i, j = \overline{1, p}; \quad x_{0i} = A_{0i} \cos \varphi_{0i}; \\ y_{0i} = A_{0i} \sin \varphi_{0i}; \quad \mathbf{q}_0$$

— истинные значения неизвестных параметров. Выполняя усреднение по реализациям помехи $n(t, \mathbf{r})$, для корреляционной функции поля $N(\mathbf{q})$ получим

$$(11) \quad K_N(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) = \mathbf{f}_1 \hat{\mathbf{Q}}_1^{-1} \mathbf{S}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) \hat{\mathbf{Q}}_2^{-1} \mathbf{f}_2^T + \\ + \text{Sp}[\hat{\mathbf{Q}}_1^{-1} \tilde{\mathbf{S}}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) \hat{\mathbf{Q}}_2^{-1} \tilde{\mathbf{S}}^T(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2)]/2,$$

где $\text{Sp}(\cdot)$ — шпур (след) матрицы (сумма ее диагональных элементов),

$$\tilde{\mathbf{S}}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) = \hat{z}^2 \mathbf{S}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) = \hat{z}^2 \begin{vmatrix} \mathbf{S}_c(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) & \mathbf{S}_s(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) \\ -\mathbf{S}_s(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) & \mathbf{S}_c(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) \end{vmatrix}$$

— матрица $2p \times 2p$; $\mathbf{S}_c(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) = \|\mathbf{S}_{cij}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2)\|$; $\mathbf{S}_s(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) = \|\mathbf{S}_{sij}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2)\|$ — матрицы $p \times p$; $\mathbf{f}_i = \mathbf{f}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_i)$; $\hat{\mathbf{Q}}_i = \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q}_i)$; $i = 1, 2$. Полагая в (9), (11) $\mathbf{q}_1 = \mathbf{q}_2 = \mathbf{q}_0$ и используя соотношения

$$(12) \quad \tilde{\mathbf{S}}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_0) = \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q}_0); \quad \mathbf{f}_0 = \pi_0 \tilde{\mathbf{S}}(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_0),$$

находим отношение сигнал/шум на выходе приемника (7) для принятого сигнала

$$z_0^2 = S^2(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_0) / K_N(\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_0) = z_1^4 / [4(z_1^2 + p)],$$

$z_1^2 = \pi_0 \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{q}_0) \pi_0^T$ — отношение сигнал/шум на выходе приемника (3) при априори известном π . Для обеспечения высокой апостериорной точности оценки [4, 12] необходимо, чтобы $z_0^2 \gg 1$. Это неравенство всегда выполняется, если $z_1^2 \gg 1$ и $z_1^4 \gg p$. В общем случае условие высокой апостериорной точности оценки сводится к требованию $z^2 \rightarrow \infty$, где

$$(13) \quad z^2 = \hat{z}^2 \sum_{i=1}^p A_{0i}^2$$

— отношение удвоенной суммарной энергии сигналов от всех рассеивателей цели на приемной антенне к спектральной плотности пространственно-временного белого шума. Сформулированное условие высокой апостериорной точности оценки, при выполнении которого справедливы все последующие результаты, фактически сводится к требованию отсутствия аномальных ошибок. Необходимая для этого величина отношения сигнал/шум (13) в зависимости от протяженности антенны, числа неизвестных параметров и т. д. может быть найдена методом анализа пороговых эффектов в зоне Френеля, развитым в [14–16].

2. КОРРЕЛЯЦИОННАЯ МАТРИЦА ОЦЕНОК

В условиях высокой апостериорной точности корреляционная матрица оценок $\mathbf{q}_m$ определяется выражением [12]

$$(14) \quad \mathbf{K}(\mathbf{q}_m/\mathbf{q}_0, A_{0i}, \varphi_{0i}) = \hat{\mathbf{S}}^{-1} \left\| \frac{\partial^2 K_N(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2)}{\partial q_{1k} \partial q_{2n}} \right\|_{\mathbf{q}_0} \hat{\mathbf{S}}^{-1},$$

где

$$(15) \quad \hat{\mathbf{S}} = \left\| -\frac{\partial^2 S(\mathbf{q}_0, \mathbf{q})}{\partial q_k \partial q_n} \right\|_{\mathbf{q}_0}; \quad k, n = \overline{1, \mu}.$$

Подставим (9), (11) в (14), (15) и выполним дифференцирование, принимая во внимание (12). В результате имеем

$$(16) \quad \mathbf{K}(\mathbf{q}_m/\mathbf{q}_0, A_{0i}, \varphi_{0i}) = z^{-2} \mathbf{G}^{-1} + p z^{-4} \mathbf{G}^{-1} \hat{\mathbf{K}}_N \mathbf{G}^{-1},$$

где

$$(17) \quad \mathbf{G} = \|\text{Sp}(\Pi \mathbf{B}_{kn})\|; \quad \hat{\mathbf{K}}_N = p^{-1} \|\text{Sp}(\mathbf{Q}^{-1}(\mathbf{q}_0) \mathbf{B}_{kn})\|$$

— матрицы $\mu \times \mu$, а $\Pi = \pi_0^T \pi_0 / \sum_{i=1}^p A_{oi}^2$;

$$(18) \quad B_{kn} = \left\{ \frac{\partial^2 S(q_1, q_2)}{\partial q_{1k} \partial q_{2n}} + \frac{\partial S(q_1, q_2)}{\partial q_{1k}} Q^{-1}(q_0) \frac{\partial S(q_1, q_2)}{\partial q_{2n}} \right\}_{q_1=q_2=q_0}$$

— матрицы $2p \times 2p$. Отметим, что при отношении сигнал/шум $z^2 \gg p$ вторым слагаемым в (16) можно пренебречь.

Рассмотрим случай пассивной локации множества p источников. Положим, что излучаемые элементарными источниками квазигармонические сигналы известны с точностью до амплитуды, начальной фазы и параметров q . Задержка сигнала i -го источника имеет вид

$$(19) \quad \tau_i = \tau_i(q) = \rho_i(r, l, q)/c.$$

Для расчета характеристик оценки параметров q сложного источника достаточно в (10) подставить значение задержки (19) и, положив $F(t)=1$, $\Psi(t)=0$, воспользоваться формулой (16).

3. ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ И УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ СОВОКУПНОСТИ ДВУХ ИСТОЧНИКОВ

В качестве примера рассмотрим оценку дальности R и углового положения θ сложного источника, включающего излучатели 1 и 2 (рис. 1), каждый из которых излучает гармонические колебания с частотой ω_q ,

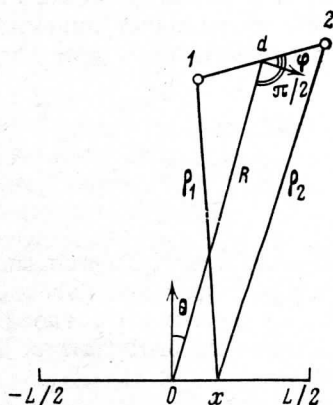


Рис. 1

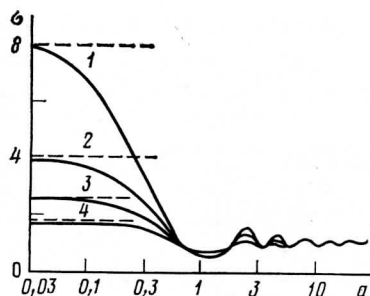


Рис. 2

Рис. 1. Взаимное расположение линейной антенны и двухточечного источника

Рис. 2. Зависимость дисперсии оценки дальности от нормированного размера источника; 1 — $\Delta\phi=0$, 2 — $\pi/6$, 3 — $\pi/4$, 4 — $\pi/3$

Полагаем, что расстояние между излучателями d и ракурс сложного источника (т. е. угол ψ) известны. Назовем этот сложный источник двухточечным. Пусть двухточечный источник находится не ближе зоны Френеля приемной антенны и антенна находится не ближе зоны Френеля источника. Тогда, раскладывая в ряд (19) по малым параметрам x/R , d/R и удерживая в разложении лишь члены второго порядка малости, получим

$$(20) \quad \tau_i = \{ [x \cos \theta + (-1)^i d \cos \psi / 2]^2 / 2R - (-1)^i d \sin \psi / 2 - x \sin \theta + R \} / c; \quad i=1, 2.$$

Подставляя (10) в (16) с учетом (20) и пренебрегая при $p=2$ вторым слагаемым в (16), получим корреляционную матрицу оценок R_m и θ_m . Однако выражения для корреляционной матрицы оказываются весьма громоздкими и трудно обозримыми даже при $p=2$ и $\mu=2$. Эти выражения могут быть записаны в компактной форме, когда видимый размер источ-

ника $d_0 = d \cos \psi$ существенно меньше или существенно больше линейного элемента разрешения антенны $\chi = \lambda R / L \cos \theta$ [17]. Поэтому приведем здесь окончательные формулы для характеристик оценки лишь при $a \ll 1$ и $a \gg 1$, где $a = d_0 / \chi$. Когда $a \ll 1$, видимый размер источника много меньше линейного элемента разрешения приемной антенны. Назовем такой источник (или двухточечную цель при активной локации) неразрешаемым. Тогда элементы корреляционной матрицы оценки дальности R_m и угла θ_m определяются выражениями

$$(21) \quad \bar{D}_2(R_m) = \langle (R_m - R_0)^2 \rangle = \frac{180\lambda^2 R_0^4}{\pi^2 z^2 L^4 \cos^4 \theta_0} \{1 + 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi + \\ + 15b^2 [1 - 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi - (\alpha_1 - \alpha_2)^2 / (1 + 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi)]\}^{-1},$$

$$(22) \quad \bar{D}_2(\theta_m) = \langle (\theta_m - \theta_0)^2 \rangle = \frac{3\lambda^2}{\pi^2 z^2 L^2 \cos^2 \theta_0} \{1 + 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi - \\ - 15b^2 (\alpha_1 - \alpha_2)^2 / [1 + 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi + 15b^2 (1 - 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi)]\}^{-1}.$$

$$(23) \quad \bar{k}_{R\theta} = \langle (R_m - R_0)(\theta_m - \theta_0) \rangle / \sqrt{\bar{D}_2(R_m) \bar{D}_2(\theta_m)} = \\ = (\alpha_1 - \alpha_2) [1 - 4\alpha_1 \alpha_2 \cos^2 \Delta\varphi + (1 + 2\sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \cos \Delta\varphi)^2 / 15b^2]^{-1}; \\ z^2 = (A_{01}^2 + A_{02}^2) TL / N_0; \quad \alpha_i = A_{0i}^2 / (A_{01}^2 + A_{02}^2); \quad i = 1, 2; \\ \Delta\varphi = \varphi_{01} - \varphi_{02}; \quad b = d_0 / L \cos \theta_0.$$

При $a \gg 1$ в видимом размере двухточечного источника укладывается по крайней мере несколько линейных элементов разрешения приемной антенны. Назовем такой источник (или двухточечную цель при активной локации) разрешаемым. Тогда

$$(24) \quad \bar{D}_2(R_m) = 180\lambda^2 R_0^4 / [\pi^2 z^2 L^4 \cos^4 \theta_0 (1 + 60\alpha_1 \alpha_2 b^2)];$$

$$(25) \quad \bar{D}_2(\theta_m) = 3\lambda^2 (1 + 15b^2) / [\pi^2 z^2 L^2 \cos^2 \theta_0 (1 + 60\alpha_1 \alpha_2 b^2)];$$

$$(26) \quad \bar{k}_{R\theta} = (\alpha_1 - \alpha_2) \sqrt{15b^2 / (1 + 15b^2)}.$$

Из выражений (21)–(26) следует, что характеристики оценки местоположения двухточечного источника зависят от размеров антенны и источника, от соотношения амплитуд источника, их взаимного расположения и т. д. Кроме того, для неразрешаемого источника характеристики оценки (21)–(23) зависят от разности фаз сигналов $\Delta\varphi$.

На рис. 2 приведены зависимости нормированной дисперсии оценки дальности $\sigma = D_2(R_m) / \bar{D}_2(R_m)$ от параметра a при $b = 1$ и различных значениях $\Delta\varphi$. Сплошными кривыми нанесены зависимости $\sigma(a)$, рассчитанные по точной формуле (16), а штриховыми — зависимости, рассчитанные по формуле (21) для неразрешаемого источника. Заметим, что при $\Delta\varphi = \pi/2$ формулы (16), (21), (24) совпадают. Положим, что при определении дисперсии оценки допустима погрешность порядка 20–40%. Тогда, как следует из рис. 2 и результатов численных расчетов, при любых $\Delta\varphi$ двухточечный источник следует считать неразрешаемым и использовать формулы (21)–(23), когда $a \leq 0,2$. Если же $a \geq 1,6$, источник можно считать разрешаемым и для расчета использовать формулы (24)–(26). В общем случае отнести источник к разрешаемым или неразрешаемым можно на основании анализа модуля нормированной взаимной функции неопреде-

ности $G_{12} = [S_{c12}^2(q_0, q_0) + S_{s12}^2(q_0, q_0)]^{1/2}$. Если $G_{12} \ll 1$, то источники разрешаются, а если $1 - G_{12} \ll 1$ — не разрешаются. В рассматриваемом примере условие разрешения сводится к требованию $G_{12} \leq 0,2$, а условие неразрешения — к требованию $1 - G_{12} \leq 0,1$. Сравним характеристики оценок местоположения рассмотренного двухточечного источника и точечного источника, расположенного в точке (R_0, θ_0) . Полагаем энергию сигнала точечного источника равной суммарной энергии сигналов двухточечного источника и для расчета дисперсии оценок $D_1(R_m)$ и $D_1(\theta_m)$ координат точечного

источника воспользуемся результатами [1, 2]. Получаем, когда $a \gg 1$,

$$(27) \quad D_1(R_m)/\bar{D}_2(R_m) = 1 + 60\alpha_1\alpha_2 b^2;$$

$$(28) \quad D_1(\theta_m)/\bar{D}_2(\theta_m) = 1 - 15b^2(\alpha_1 - \alpha_2)^2 / (1 + 15b^2).$$

Хорошо известно [7, 18], что при локации сложных целей, когда отсутствует разрешение ее отдельных элементов, имеют место угловые и дальномерные шумы, которые снижают точность соответствующих оценок. В рассматриваемом случае учет кривизны волновых фронтов полей отдельных рассеивателей в зоне Френеля антенны обеспечивает дополнительное разрешение по дальности [1–3]. Согласно (27), выигрыш в точности оценки дальности двухточечного источника может быть значительным. В то же время точность оценки углового положения точечного источника оказывается несколько выше, что в силу отсутствия дополни-

Рис. 3. Схема экспериментальной установки

Рис. 4. Зависимость нормированной сигнальной функции S от относительной дальности δ

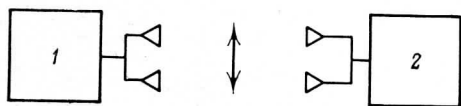


Рис. 3

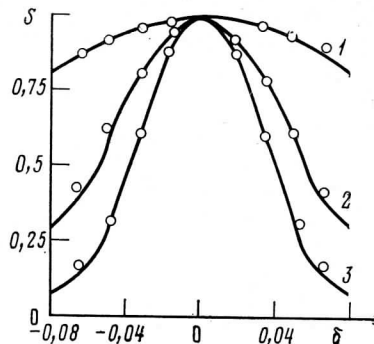


Рис. 4

тельного разрешения по углу в зоне Френеля [1–3] объясняется действием угловых шумов цели двухточечного источника [7, 18].

Для качественной проверки наличия выигрыша в точности оценки двухточечного источника по сравнению с точечным были экспериментально определены сигнальные функции по R этих источников. Схема экспериментальной установки изображена на рис. 3. Она состоит из двухточечного источника 1 (генератор и два излучателя) и приемного устройства, антенна которого представляет собой диэлектрическую линзу диаметром $L/\lambda = 60$ с двумя коллекторами излучения, перемещающимися вдоль продольной оси линзы. Индикатор приемного устройства 2 регистрирует величину напряжения как функцию положения коллекторов на продольной оси линзы. Положение коллекторов излучения однозначно связано по формуле линзы с анализируемыми элементами дальности. На рис. 4 приведены рассчитанные по формуле (9) зависимости нормированной сигнальной функции от аргумента $\delta = (R_0 - R)/R_0$. Кривая 1 представляет собой сигнальную функцию точечного источника, а кривые 2, 3 — двухточечного для значений $d/\lambda = 36$ и 56 соответственно. Там же нанесены экспериментальные значения сигнальной функции. Из рис. 4 следует, что с увеличением расстояния между излучателями сигнальная функция существенно сужается и обостряется по сравнению с сигнальной функцией точечного источника. Это качественно подтверждает возможности более точного измерения дальности двухточечного источника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер И. Я., Понькин В. А. РЭ, 1975, т. 20, № 6, с. 1186.
2. Кремер А. И., Трифонов А. П. РЭ, 1977, т. 22, № 8, с. 1607.
3. Кремер А. И., Трифонов А. П. РЭ, 1978, т. 23, № 1, с. 67.
4. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981.
5. Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. И. и др. Вопросы статистической теории радиолокации/Под ред. Тартаковского Г. П. М.: Сов. радио, 1964, т. 2.

6. *Штагер Е. А., Чаевский Е. В.* Рассеяние волн на телах сложной формы. М.: Сов. радио, 1974.
7. *Островитянов Р. В., Басалов Ф. А.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1982.
8. *Сколник М.* Введение в технику радиолокационных систем. М.: Мир, 1965.
9. *Бечмен С.* ТИИЭР, 1965, т. 51, № 8, с. 962.
10. *Небабин В. Г., Сергеев В. В.* Методы и техника радиолокационного распознавания. М.: Радио и связь, 1984.
11. *Комиссарова Н. Н.* Акуст. журн., 1981, т. 27, № 2, с. 30.
12. *Куликов Е. И., Трифонов А. П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978.
13. *Амосов А. А., Колпаков В. В.* Проблемы передачи информации, 1972, т. 8, № 1, с. 3.
14. *Кремер А. И., Трифонов А. П.* РЭ, 1978, т. 23, № 3, с. 629.
15. *Трифонов А. П., Федоров В. И., Шарапов С. И.* Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1983, т. 24, № 4, с. 48.
16. *Трифонов А. П., Шарапов С. И.* РЭ, 1984, т. 29, № 2, с. 242.
17. *Зверев В. А.* Радиооптика. М.: Сов. радио, 1975.
18. *Справочник по радиолокации/Под ред. Скольника М. Пер. с англ. под ред. Трофимова К. Н. М.: Сов. радио, 1976, т. 1.*

Поступила в редакцию
17.XII.1982