

УДК 534.883

**ОПТИМАЛЬНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ
ШУМОВЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

Л. Г. Красный, С. В. Скрипченко

На основе метода максимума правдоподобия синтезирован оптимальный алгоритм измерения координат источников шумовых сигналов группой акустических антенн и исследованы его точностные характеристики. Выполнено сравнение оптимальных алгоритмов с известными триангуляционным и разностно-дальномерным методами измерения. Показаны условия, в которых точность этих методов близка к предельно достижимой.

Каждый из методов местоопределения источников шумовых сигналов [1-3] обладает соответствующими точностными характеристиками и требует определенных аппаратных затрат при технической реализации. Возникает необходимость в статистическом анализе этих методов, сопоставлении их между собой, а также выяснении возможных резервов повышения точности измерений. Решение данной задачи требует привлечения единой методологии синтеза и анализа алгоритмов целеуказания, базирующейся на теории оптимальной пространственно-временной обработки сигналов. В настоящей статье на основе этой теории синтезированы структуры и проанализированы точностные характеристики оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов измерения координат источника шумового сигнала при его пассивной локации группой акустических антенн.

Пусть источник сигнала расположен в одной плоскости с приемными антеннами и его местоположение определяется вектором $\alpha : \{\alpha_1=r, \alpha_2=\theta\}$, компоненты которого в полярной системе координат имеют смысл дальности (r) и азимута (θ). Тогда в соответствии с [4] при большом отношении сигнал / помеха на выходе приемного тракта алгоритм формирования максимально правдоподобных оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ при их совместном измерении может быть представлен в виде

$$(1) \quad \begin{aligned} \tilde{r} &= r_0 + A_{rr}^{-1} G_r + A_{r\theta}^{-1} G_\theta, \\ \tilde{\theta} &= \theta_0 + A_{\theta r}^{-1} G_r + A_{\theta\theta}^{-1} G_\theta, \end{aligned}$$

где

$$G_r \equiv G_1 = \partial \ln \lambda(u | r_0, \theta_0) / \partial r \text{ и } G_\theta \equiv G_2 = \partial \ln \lambda(u | r_0, \theta_0) / \partial \theta$$

— производные логарифма отношения правдоподобия $\lambda(u | r, \theta)$ по координатам r и θ , вычисленные при опорных значениях измеряемых координат $r=r_0$ и $\theta=\theta_0$; $A_{rr}^{-1} \equiv A_{11}^{-1}$, $A_{\theta\theta}^{-1} \equiv A_{22}^{-1}$, $A_{r\theta}^{-1} \equiv A_{12}^{-1}$, $A_{\theta r}^{-1} \equiv A_{21}^{-1}$ — элементы матрицы, обратной информационной матрице Фишера

$$\|A_{kn}\| = \left\| - \frac{\partial}{\partial \alpha_k \partial \alpha_n} E \{ \ln \lambda(u | r_0, \theta_0) \} \right\|, \quad (k, n = \overline{1, 2}), \quad E \{ \cdot \} -$$

символ математического ожидания.

Для вычисления $\ln \lambda(u|r, \theta)$ предположим, что сигнал, принимаемый в точке с координатой \mathbf{x} , — стационарное, гауссово поле с нулевым средним и пространственно-временной корреляционной функцией

$$K_s(t, t_1, \mathbf{x}, \mathbf{x}_1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g_s(\omega) S(\omega, \mathbf{x}) S(\omega, \mathbf{x}_1) e^{-j\omega[(t-t_1)+\tau(\mathbf{x})-\tau(\mathbf{x}_1)]} d\omega,$$

где $g_s(\omega)$ — спектральная плотность сигнала, излучаемого источником, $S(\omega, \mathbf{x})$ — амплитудный множитель, учитывающий изменение уровня и спектра сигнала при его распространении, $\tau(\mathbf{x}) \equiv \tau(\mathbf{x}|r, \theta)$ — время распространения сигнала от источника до точки приема \mathbf{x} .

Помеха $N(t, \mathbf{x})$ пусть также гауссова, стационарна и некоррелирована между элементами приемных антенн; спектральная плотность помехи — $g_N(\omega)$.

С учетом этих предположений логарифм отношения правдоподобия можно представить в виде

$$(2) \quad \ln \lambda(u|r, \theta) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| K(\omega) \sum_{i=1}^M \sum_{p=-N_i}^{N_i} S_i(\omega, \mathbf{x}_p) U_i(\omega, \mathbf{x}_p) \times \right. \\ \left. \times e^{-j\omega\tau_i(\mathbf{x}_p)} \right|^2 d\omega + \frac{T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \{1 + \Psi(\omega) g_s(\omega) / g_N(\omega)\} d\omega,$$

где $U_i(\omega, \mathbf{x}_p)$ — преобразование Фурье реализации, принятой p -м элементом i -й антенны на интервале $[0, T]$,

$$|K(\omega)|^2 = \frac{g_s(\omega)}{g_N(\omega) [g_N(\omega) + g_s(\omega) \Psi(\omega)]},$$

$$\Psi(\omega) = \sum_{i=1}^M \sum_{p=-N_i}^{N_i} S_i^2(\omega, \mathbf{x}_p),$$

M — число приемных антенн, $n_i = 2N_i + 1$ — число элементов в i -й антенне.

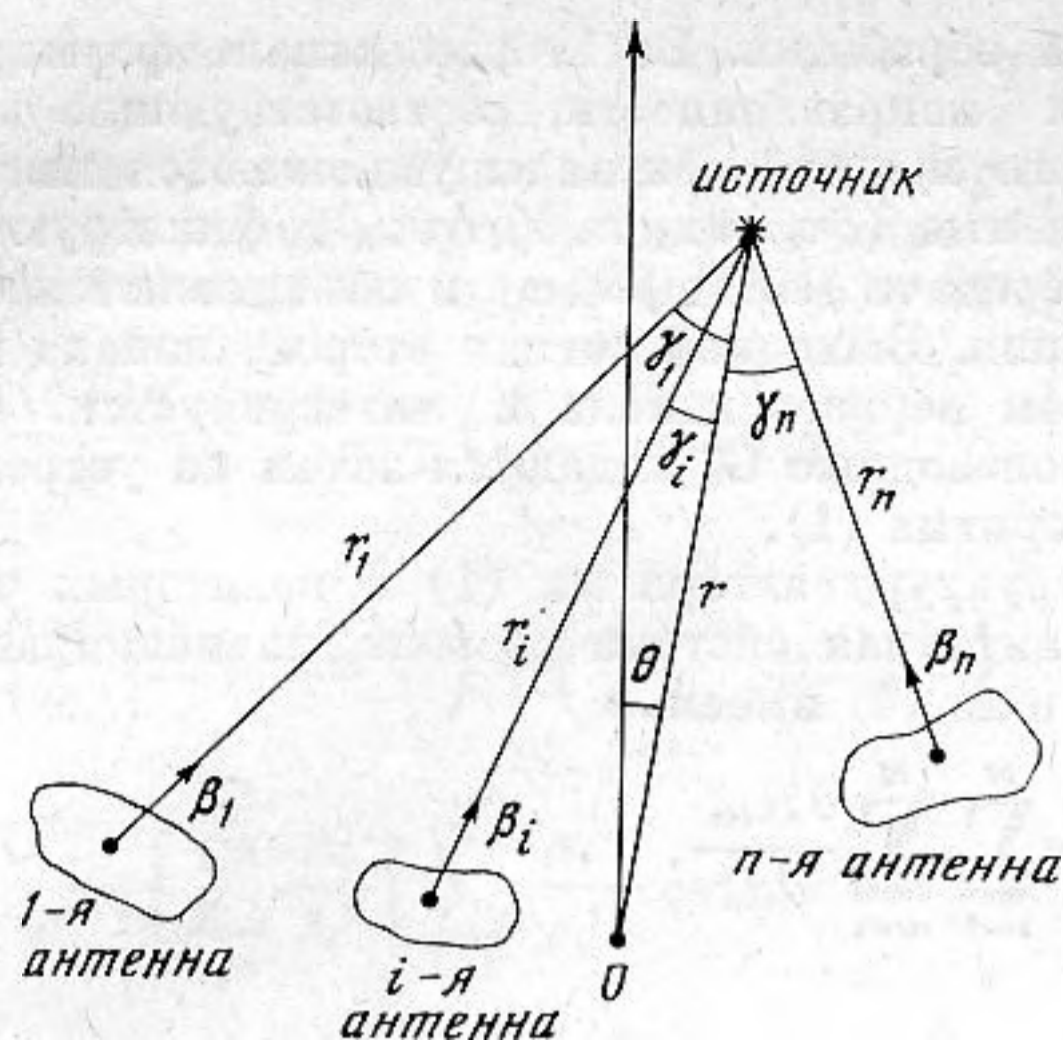
Практический интерес представляет определение координат достаточно удаленных источников. При этом можно считать, что в пределах каждой антенны фронт сигнала плоский, а между различными антеннами — сферический. Следовательно, в i -антенне

$$\tau_i(\mathbf{x}_p) \approx \tau_i + \beta_i \mathbf{x}_p,$$

где $\beta_i = \mathbf{r}_i / (c r_i)$ — вектор, определяющий направление на источник на центра i -й антенны (фиг. 1), $\tau_i = r_i / c$, $r_i = |\mathbf{r}_i|$ — расстояние от источника до центра i -й антенны, c — скорость распространения сигнала.

Если к тому же пренебречь изменением $S_i(\omega, \mathbf{x}_p)$ в пределах каждой антенны, т. е. принять $S_i(\omega, \mathbf{x}_p) \approx S_i(\omega)$, то вместо (2) имеем

$$(3) \quad \ln \lambda(u|r, \theta) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| K(\omega) \sum_{i=1}^M S_i(\omega) e^{-j\omega\tau_i} \sum_{p=-N_i}^{N_i} \times \right. \\ \left. \times U_i(\omega, \mathbf{x}_p) e^{-j\omega\beta_i \mathbf{x}_p} \right|^2 d\omega + \frac{T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \{1 + \Psi(\omega) g_s(\omega) / g_N(\omega)\} d\omega.$$



Фиг. 1. Схема расположений источника сигнала и приемных антенн

Дифференцируя (3) и пренебрегая (при $kr \gg 1$) членами порядка $O(1/kr)^2$, получим

$$(4) \quad G_h = \text{Re} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{i=1}^M K(\omega) S_i(\omega) e^{-j\omega\tau_i} U_i(\omega) \right] \times \right. \\ \left. \times \left[\sum_{i=1}^M j\omega K^*(\omega) S_i^*(\omega) e^{j\omega\tau_i} \left(\frac{\partial \tau_i}{\partial \alpha_h} U_i^*(\omega) + \frac{\partial \beta_i}{\partial \alpha_h} V_i^*(\omega) \right) \right] d\omega \right\},$$

$$(5) \quad A_{hh} = \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |K(\omega)|^2 g_s(\omega) \left[\left(\sum_{i=1}^M n_i S_i^2(\omega) \right) \times \right. \\ \left. \times \left(\sum_{i=1}^M S_i^2(\omega) \sum_{p=-N_i}^{N_i} \frac{\partial \tau_i(\mathbf{x}_p)}{\partial \alpha_h} \frac{\partial \tau_i(\mathbf{x}_p)}{\partial \alpha_n} \right) - \right. \\ \left. - \left(\sum_{i=1}^M S_i(\omega) \sum_{p=-N_i}^{N_i} \frac{\partial \tau_i(\mathbf{x}_p)}{\partial \alpha_h} \right) \left(\sum_{i=1}^M S_i(\omega) \sum_{p=-N_i}^{N_i} \frac{\partial \tau_i(\mathbf{x}_p)}{\partial \alpha_n} \right) \right] d\omega,$$

где

$$U_i(\omega) = \sum_{p=-N_i}^{N_i} U_i(\omega, \mathbf{x}_p) e^{-j\omega\beta_i \mathbf{x}_p},$$

$$V_i(\omega) = \sum_{p=-N_i}^{N_i} \mathbf{x}_p U_i(\omega, \mathbf{x}_p) e^{-j\omega\beta_i \mathbf{x}_p}.$$

Согласно (4), оптимальный измеритель содержит два канала обработки информации. В первом канале выполняются те же операции, что и в оптимальном обнаружителе, т. е. в каждой антенне формируется диаграмма направленности, соответствующая амплитудно-фазовому распределению $e^{-j\omega\beta_i \mathbf{x}_p}$, затем сигналы фильтруются (фильтр с коэффициентом передачи $K(\omega)S_i(\omega)$) и объединяются с помощью линий задержек и сум-

маторов групповой обработки. Во втором канале формируются дополнительно диаграммы направленности, соответствующие амплитудно-фазовому распределению $x_p e^{-j\omega\beta_i x_p}$, сигналы умножаются на соответствующие весовые коэффициенты $(\partial\tau_i/\partial\alpha_k$ и $\partial\beta_i/\partial\alpha_k)$, фильтруются фильтром с коэффициентом передачи $j\omega K(\omega)S_i(\omega)$ и объединяются с учетом их взаимного запаздывания. Выходной сигнал второго канала перемножается с выходным сигналом первого канала и интегрируется. Сформированные таким образом производные G_k подаются затем на устройство, реализующее операции алгоритма (1).

Рассмотрим структуру алгоритма (1) в некоторых частных случаях. Пусть приемная антенная система состоит из ненаправленных антенн. Тогда $\partial\beta_i/\partial\alpha_k=0$ и из (4) имеем

$$G_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^M \frac{\partial \bar{R}_{im}}{\partial \alpha_k},$$

где

$$\bar{R}_{im} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(\omega)|^2 S_i(\omega) S_m(\omega) U_i(\omega) U_m^*(\omega) e^{-j\omega(\tau_i - \tau_m)} d\omega$$

— оценка функции взаимной корреляции сигналов, принятых i -й и m -й антеннами, при задержке $\tau = \tau_i - \tau_m$.

Отсюда следует, что в рассматриваемом случае оптимальный алгоритм сводится по существу к корреляционному измерению разности расстояний от источника до антенны. Следовательно, известный [1, 2] разностно-дальномерный метод целеуказания является квазиоптимальным методом измерения координат источника сигнала группой ненаправленных антенн и отличается от оптимального лишь способом формирования оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ по результатам корреляционного анализа.

Рассмотрим теперь другой случай, соответствующий ситуации, когда из-за условий распространения взаимная корреляция сигналов, принятых различными антеннами, равна нулю. Тогда алгоритм (4) преобразуется к виду

$$G_k = \text{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{\partial \beta_i}{\partial \alpha_k} G_{i\theta} \right\},$$

где

$$G_{i\theta} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} j\omega |K(\omega)|^2 S_i^2(\omega) U_i(\omega) V_i^*(\omega) d\omega.$$

Можно показать, что $G_{i\theta}$ представляет собой оптимальный алгоритм измерения вектора β_i , определяющего направление на источник из центра i -й антенны. Следовательно, при некоррелированных сигналах оптимальный алгоритм сводится к измерению направлений прихода сигнала в каждую из антенн и отличается от известного [1, 2] триангуляционного метода лишь способом формирования оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ по результатам угловых измерений.

В качестве критерия точности определения местоположения источника сигнала примем средний квадрат ошибки места σ^2 , представляющей собой расстояние между истинным и расчетным положением источника [1]

$$(6) \quad \sigma^2 = \sigma_r^2 + r^2 \sigma_\theta^2,$$

где

$$\sigma_r^2 = \frac{A_{\theta\theta}}{A_{rr}A_{\theta\theta} - A_{r\theta}A_{\theta r}} \quad \sigma_\theta^2 = \frac{A_{rr}}{A_{rr}A_{\theta\theta} - A_{r\theta}A_{\theta r}}$$

— дисперсии оптимальных оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ при совместном измерении этих параметров.

Воспользовавшись (5), вычислим элементы информационной матрицы $\|A\|$. Полагая антенны линейными с эквидистантным расположением элементов ($\beta_i x_p = p(\Delta x / c) \cos \beta_i$) и принимая $S_i(\omega) = S(\omega) / r_i$, получим

$$\begin{aligned}
 A_{\theta\theta} &= \frac{(FT)r^2}{c^2} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \sin^2 \gamma_i + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \sum_{i=1}^M \frac{n_i l_i^2}{12r_i^4} \sin^2 \beta_i \cos^2 \gamma_i \right) - \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \sin \gamma_i \right)^2 \right\}, \\
 (7) \quad A_{rr} &= \frac{(FT)}{c^2} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \cos^2 \gamma_i + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \sum_{i=1}^M \frac{n_i l_i^2}{12r_i^4} \sin^2 \beta_i \sin^2 \gamma_i \right) - \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \cos \gamma_i \right)^2 \right\}, \\
 A_{r\theta} = A_{\theta r} &= -\frac{(FT)r}{2c^2} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \sin 2\gamma_i - \right. \right. \\
 &- \left. \left. \sum_{i=1}^M \frac{n_i l_i^2}{12r_i^4} \sin^2 \beta_i \sin 2\gamma_i \right) - 2 \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \sin \gamma_i \right) \left(\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \cos \gamma_i \right) \right\},
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |K(\omega)|^2 S^4(\omega) g_s(\omega) d\omega = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \mu^2(\omega) \left\{ 1 + \mu(\omega) \sum_{i=1}^M \frac{n_i}{r_i^2} \right\}^{-1} d\omega,
 \end{aligned}$$

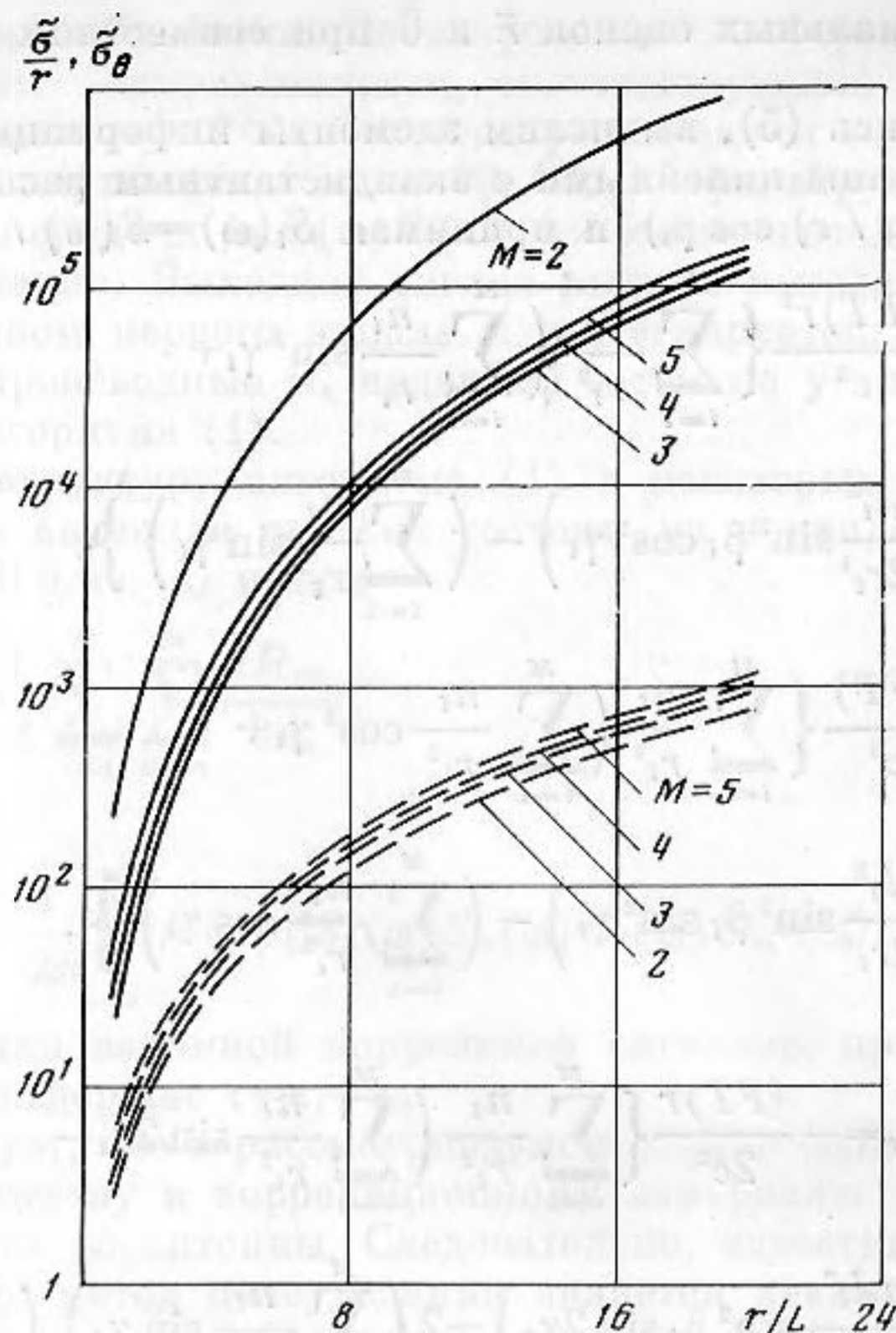
$\mu(\omega) = \frac{g_s(\omega)}{g_N(\omega)} S^2(\omega)$, l_i — длина i -й антенны, γ_i — угол, образованный ли-

ниями, соединяющими источник с началом координат и центром i -й антенны ($\gamma_i > 0$ для антенн, расположенных справа от начала координат, и $\gamma_i < 0$ для антенн, расположенных слева), Δx — расстояние между элементами в антенне, β_i — угол между направлением на источник и продольной осью i -й антенны. В отличие от утверждения, сделанного в работе [5], перекрестные производные $A_{\theta r}$ и $A_{r\theta}$ не равны нулю, поэтому оценки \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ в общем случае зависимы. Лишь при условии, что источник находится на оси симметрии антенной системы, $A_{r\theta} = A_{\theta r} = 0$.

Используя полученные выражения, сопоставим точность измерения координат при различных вариантах построения приемной системы, полагая при этом общий размер (базу) антенной системы L и количество

элементов в ней $n = \sum_{i=1}^M n_i$ фиксированными.

На фиг. 2 приведены зависимости от r/L нормированных значений относительной ошибки места $\tilde{\sigma}/r = (\sigma/r)(n\sqrt{FT}/(cL))$ (сплошные линии) и ошибки измерения угла $\tilde{\sigma}_\theta = \sigma_\theta(n\sqrt{FT}/(cL))$ (штриховые ли-



Фиг. 2. Зависимости нормированных относительной ошибки места $\tilde{\sigma}_r/r$ (сплошные линии) и ошибки угла $\tilde{\sigma}_\theta$ (штриховые линии) от отношения r/L при различном числе антенн $M=2, 3, 4$ и 5

нии), вычисленные для приемных систем с разным числом антенн ($M=2 \div 5$). При расчетах предполагалось, что антенны расположены вдоль одной прямой на одинаковом расстоянии друг от друга и содержат одина-

ковое число элементов; суммарная длина антенн $l = \sum_{i=1}^M l_i = 0,1L$. Источ-

ник находится на оси симметрии системы.

Из приведенных графиков следует, что ошибка места определяется в основном точностью измерения дальности и зависит от распределения элементов вдоль базы, т. е. от количества антенн и их размеров. Иными словами, возможна своеобразная оптимизационная задача: определение оптимального (с точки зрения точности измерения) числа антенн и оптимального количества элементов в каждой антенне. Численное решение первой части этой задачи показало, что самой низкой точностью определения местоположения источника и самой высокой точностью измерения его угловой координаты обладает двухантенный вариант. Из многоантенных вариантов наибольшую точность обеспечивает система из трех антенн, причем для этой системы существует оптимальное количество приемных элементов m в центральной антенне $m_{opt} \approx n/2$ (при $r > L$). При этом $\sigma^2 / \sigma^2(m=m_{opt}) = n^2 [4m(n-m)]^{-1}$, откуда следует, что существенное уменьшение числа элементов в крайних или центральной антеннах нецелесообразно.

К аналогичным выводам приводит также анализ четырех- и пятиантенных приемных систем: минимум ошибки места достигается при смещении средних антенн к центру базы и при суммарном числе элементов

в них, равном $n/2$, т. е. при приближении структуры этих систем к структуре оптимальной трехантенной системы.

Сравним точность определения местоположения источника сигнала при использовании оптимального, разностно-дальномерного и триангуляционного методов измерения. При этом ограничимся рассмотрением двух- и трехантенных приемных систем, полагая, как и выше, что источник расположен на оси симметрии приемной системы.

Рассмотрим систему из двух одинаковых антенн ($n_1=n_2=n/2$). При принятых предположениях $\gamma_1=-\gamma_2=-\gamma$, $\sin \beta_1=\sin \beta_2$. Подставив эти выражения в (6)–(7), для $M=2$ получим

$$(8) \quad (\sigma^2)_{opt} = \frac{12c^2r^6}{(FT)n^2l^2 \sin^2 \beta \sin^2 \gamma \cos^6 \gamma}.$$

Для триангуляционного метода при оптимальном измерении углов каждой антенной средний квадрат ошибки места может быть записан в виде

$$(9) \quad (\sigma^2)_{mp} = \frac{96c^2r^6}{(\bar{F}_1 T)n^2l^2 \sin^2 \beta \sin^2 2\gamma \cos^6 \gamma},$$

где

$$\bar{F}_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \mu^2(\omega) \left\{ 1 + \frac{\mu(\omega)n \cos^2 \gamma}{2r^2} \right\}^{-1} d\omega.$$

Сопоставляя (8), (9) с учетом соотношения $\cos^2 \gamma = 4r^2 / (L^2 + 4r^2)$, получим

$$\frac{(\sigma^2)_{mp}}{(\sigma^2)_{opt}} = 2 \frac{F}{\bar{F}_1} \left(1 + \frac{L^2}{4r^2} \right),$$

или, если $\mu(\omega) = \mu = \text{const}$ в рабочей полосе частот,

$$\frac{(\sigma^2)_{mp}}{(\sigma^2)_{opt}} = 2 \frac{L^2 + 4r^2 + 2n\mu}{L^2 + 4r^2 + 4n\mu} \left(1 + \frac{L^2}{4r^2} \right).$$

Таким образом, на дальностях, превышающих размеры антенной системы, точность триангуляционного метода при сильных сигналах ($n\mu/r^2 \gg 1$) близка к потенциальной, а при слабых сигналах ($n\mu/r^2 \ll 1$) ниже ее примерно в 2 раза.

Аналогично можно показать, что при отсутствии межантенной корреляции сигналов средний квадрат ошибки места как при триангуляционном, так и при оптимальном методах измерения описывается выражением (9), что свидетельствует об оптимальности триангуляционного метода в этих условиях.

Рассмотрим систему из трех антенн ($n_1=n_2=n_3=n/3$). Пусть антенны расположены так, что $\gamma_1=-\gamma_3=-\gamma$, $\gamma_2=0$, $\beta_i=\pi/2$, $r_i=r$. Тогда при оптимальном методе измерения для $M=3$

$$(10) \quad (\sigma^2)_{opt} = \frac{3c^2r^4(2+\cos \gamma)}{2(FT)n^2 \sin^2 \gamma \sin^2 \gamma/2}.$$

При трехантенном варианте триангуляционного метода в качестве местоположения источника выбирается точка, сумма квадратов расстояний от которой до трех линий положения минимальна [2]. В этом случае средний квадрат ошибки места при оптимальном и равноточном измерении углов каждой антенной равен

$$(\sigma^2)_{mp} = \frac{162c^2r^6}{(\bar{F}_2 T)n^2l^2 \sin^2 \gamma (1+2 \cos^2 \gamma)}$$

где

$$\bar{F}_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \mu^2(\omega) \left\{ 1 + \frac{n\mu(\omega)}{3r^2} \right\}^{-1} d\omega,$$

откуда при $L/2r < 1$ и $\mu(\omega) = \mu$ приближенно имеем

$$\frac{(\sigma^2)_{mp}}{(\sigma^2)_{opt}} \approx \frac{3r^2 + n\mu}{r^2 + n\mu} \left(\frac{L}{2l} \right)^2.$$

Следовательно, поскольку суммарная длина антенн l гораздо меньше общих размеров L приемной системы, оптимальный алгоритм обеспечивает существенный выигрыш в точности местоопределения источника по сравнению с триангуляционным методом. Однако при некоррелированных сигналах, так же как и в случае двух антенн, точности триангуляционного и оптимального методов измерения совпадают.

Заметим также, что при линейной базе двухантенный вариант триангуляционного метода измерения обеспечивает более высокую точность, чем трехантенный (выигрыш в 4÷6 раз).

Сопоставим теперь с оптимальным измерителем разностно-дальномерный метод определения координат источника сигнала. При этом методе измерения для симметричной антенной системы [2]

$$(11) \quad (\sigma^2)_{p-g} = \frac{c^2 \sigma_\tau^2 (1 + \rho \cos \gamma)}{2 \sin^2 \gamma \sin^2 \gamma/2},$$

где σ_τ^2 — дисперсия оценки времени запаздывания сигнала, принимаемого парой антенн, ρ — коэффициент корреляции ошибок измерения времени запаздывания τ_1 и τ_2 двумя парами антенн.

Можно показать, что для трехантенной системы при оптимальном измерении задержек τ_1 и τ_2 , неизвестном априори направлении на источник сигнала и $\mu(\omega) = \mu = \text{const}$ в рабочей полосе частот $[\omega_1, \omega_2]$

$$\sigma_\tau^2 = \frac{9r^4}{(\bar{F}_3 T) n^2}, \quad \rho = \frac{n\mu}{3r^2 + 2n\mu},$$

где

$$\bar{F}_3 = \frac{r^2 \mu^2}{3r^2 + 2n\mu} \frac{\omega_2^3 - \omega_1^3}{\pi}.$$

Подставив эти выражения в (11), получим

$$(12) \quad (\sigma^2)_{p-g} = \frac{9c^2 r^4 [3r^2 + n\mu (2 + \cos \gamma)]}{2(\bar{F}_3 T) n^2 (3r^2 + 2n\mu) \sin^2 \gamma \sin^2 \gamma/2}$$

С учетом (10) и (12)

$$\frac{(\sigma^2)_{p-g}}{(\sigma^2)_{opt}} = \frac{3r^2 + n\mu (2 + \cos \gamma)}{(r^2 + n\mu) (2 + \cos \gamma)}$$

откуда следует, что при $r > L$ разностно-дальномерный метод обеспечивает точность местоопределения, весьма близкую к предельно достижимой. Этот вывод справедлив также и при ненаправленных антеннах.

Таким образом, широко известный триангуляционный метод измерения координат r и θ является квазиоптимальным при отсутствии корреляции сигналов между антенными и отличается от оптимального метода лишь способом формирования оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ по результатам угловых измерений.

При коррелированных сигналах и ненаправленных антеннах оптимальный измеритель выполняет по существу те же операции, что и разностно-дальномерные корреляционные измерители (измерение времени

запаздывания сигналов). Различие между этими методами, так же как и в предыдущем случае, лишь в способе вычисления оценок \tilde{r} и $\tilde{\theta}$ по результатам корреляционного анализа.

При некоррелированных сигналах между антеннами оптимальным вариантом приемной системы, обеспечивающим наибольшую точность местоопределения источника, является двухантенная система. В этом случае предельно достижимую точность местоопределения обеспечивают триангуляционные методы.

При коррелированных сигналах оптимальной является трехантенная система, в которой центральная антенна вдвое больше боковых. В такой системе целесообразно применение разностно-дальномерного метода измерения, позволяющего получить точность, близкую к потенциальной и существенно превышающую точность триангуляционных методов (выигрыш $\sim L / 3l^2$).

ЛИТЕРАТУРА

1. Сайбель А. Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения. М., Оборонгиз, 1958.
2. Белавин О. В. Основы радионавигации. М., «Советское радио», 1977.
3. Гершман С. Г., Шикалов А. А. Оценка потенциальной точности измерения расстояния до неподвижного источника шума. Акуст. ж., 1977, 23, 2, 249—253.
4. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигналов. М., «Советское радио», 1970.
5. Кремер И. Я., Понькин В. А. О потенциальной точности определения местоположения цели при пространственно-временной обработке сигналов в общем случае. Радиотехника и электроника, 1975, 20, 6, 1186—1193.

Киевский политехнический институт

Поступила
16 октября 1978 г.
После исправления
16 марта 1979 г.