

УДК 621.396.6

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕКОГЕРЕНТНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗА С ОДНОВРЕМЕННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ ПОМЕХ

А. А. Родионов¹, В. Ю. Семёнов^{1,2*}, Н. В. Савельев¹, К. С. Коновалов¹

¹ Институт прикладной физики РАН;

² Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

В работе рассматривается задача шумопеленгации движущегося источника звука с использованием апертурного синтеза. При этом предполагается, что излучаемый источником сигнал является некогерентным во времени. Такой сценарий наиболее интересен с практической точки зрения, поскольку реальные источники имеют в основном непрерывный спектр излучения. Считалось, что на приёмную систему, представляющую собой две линейные антенные решётки, расположенные по обоим бортам судна-носителя, помимо шумов моря, воздействует также помеха, вызванная работой корабельных механизмов (бортовая помеха), мощность которой значительно превышает мощность полезного сигнала. Представлены результаты апробации предложенных алгоритмов на данных численного эксперимента. Было показано, что в зависимости от длины и типа траектории корабля-носителя достигается различная точность измерения координат движущегося источника.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время одной из важных задач гидроакустики является определение координат перемещающегося источника звука при движущемся корабле-носителе приёмной антенной решётки. Это наиболее часто реализуемый сценарий на практике. Решение задачи в такой постановке достигается методами апертурного синтеза. Стоит отметить, что для случая неподвижного источника существует достаточно много работ, в которых предлагаются различные методы апертурного синтеза, исследуются их возможности и применимость. Например, в работах [1–6] рассматриваются методы локализации тональных (когерентных) источников, т. е. методы когерентного апертурного синтеза. В работах [7, 8] показана возможность апертурного синтеза по частично когерентному сигналу от покоящегося источника даже при наличии одного гидрофона в антенной решётке. Случай апертурного синтеза по полностью некогерентному во времени сигналу исследован сейчас недостаточно. Один из методов полностью некогерентного апертурного синтеза при использовании антенной решётки предложен и апробирован в работе [9].

Стоит отметить, что в практических сценариях на борту корабля-носителя имеют место различного рода помехи. В частности, могут присутствовать помехи, которые представляют собой пространственно-когерентные структуры, связанные с работой судовых механизмов. Также всегда есть помеха, обусловленная шумом моря. Для покоящегося источника данная задача решена в работах [10, 11].

Отметим, что в настоящее время практически отсутствуют публикации, в которых предлагаются методы некогерентного апертурного синтеза в случае движущегося источника при наличии на борту перечисленных типов помех. Исследованию возможностей апертурного синтеза именно в такой практически важной ситуации посвящена данная работа.

Будем считать, что сигнал полезного источника является некогерентным во времени, т. е. является белым шумом в некоторой полосе частот. Такой сценарий характерен для корабельного

* vitali.semenov@gmail.com

шума, который, как известно, всегда имеет непрерывную компоненту спектра [12]. Для того чтобы выделить этот шумоподобный сигнал на фоне помех, предлагается проводить обработку сигналов в каждой узкой полосе частот в широком частотном диапазоне с последующим накоплением и по частоте, и во времени (за счёт апертурного синтеза).

Для апертурного синтеза будем использовать антенную систему из двух одинаковых линейных эквидистантных антенных решёток, которые располагаются по правому и левому борту корабля-носителя. Предполагается наличие на борту носителя антенной системы мощной помехи, создаваемой работающими механизмами и моделируемой как набор сферических волн, что неплохо описывает реальную практическую ситуацию. В работе предлагается метод апертурного синтеза, включающий в себя адаптивное подавление бортовых помех. Отметим также, что предлагаемый метод пригоден для произвольного вида траектории корабля-носителя. В работе исследованы две различные траектории движения приёмной системы — по прямой и по окружности. Проводится сравнение потенциальных возможностей адаптивного апертурного синтеза для этих траекторий.

1. АЛГОРИТМ ШУМОПЕЛЕНГАЦИИ С ОДНОВРЕМЕННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ БОРТОВЫХ ПОМЕХ

На некотором временном интервале, когда можно пренебречь движением корабля-носителя, будем рассматривать последовательность векторов $\mathbf{z}_j$, $j = 1, \dots, J$ — номер временного отсчёта, представляющих сигналы на выходе N -элементной антенной решётки, расположенной на одном из бортов корабля-носителя:

$$\mathbf{z}_j = \boldsymbol{\tau}_j + \boldsymbol{\xi}_j \equiv \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_j + \boldsymbol{\xi}_j, \quad j = 1, \dots, J. \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{s}_j$, $\mathbf{n}_j$, $\boldsymbol{\xi}_j$ — полезный сигнал, фоновый шум и помеха соответственно, все сигналы являются белым гауссовым шумом с нулевым средним, J — число временных отсчётов.

В таком случае векторы $\mathbf{z}_j$ с размерностью $N \times 1$ будут распределены по нормальному закону со статистически независимыми отсчётами $E\{\mathbf{z}_j \mathbf{z}_k^H\} = 0$ (при $j \neq k$), нулевым средним $E\{\mathbf{z}_j\} = 0$ и корреляционной матрицей $\mathbf{K} = E\{\mathbf{z}_j \mathbf{z}_j^H\}$; здесь $E\{\mathbf{z}\}$ — математическое ожидание вектора $\mathbf{z}$, верхний индекс H означает эрмитово сопряжение. Корреляционную матрицу $\mathbf{K}$ можно представить суммой

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_\mu + \mathbf{K}_i, \quad (2)$$

где $\mathbf{K}_\mu = E\{\boldsymbol{\tau}_j \boldsymbol{\tau}_j^H\}$ — корреляционная матрица, определяемая смесью «полезного» сигнала и фонового шума и зависящая от вектора неизвестных параметров $\boldsymbol{\mu}$, включающего параметры, характеризующие «полезный» источник, например его пеленг и интенсивность, и параметры фонового шума, $\mathbf{K}_i = E\{\boldsymbol{\xi}_j \boldsymbol{\xi}_j^H\}$ — корреляционная матрица помехи.

В этом случае логарифм функции правдоподобия для этой модели равен [13]

$$\Lambda(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{K}_i) = -J \left\{ \ln \det(\mathbf{K}_\mu + \mathbf{K}_i) + \text{tr}[(\mathbf{K}_\mu + \mathbf{K}_i)^{-1} \hat{\mathbf{K}}] \right\}, \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{K}} = J^{-1} \sum_{j=1}^J \mathbf{z}_j \mathbf{z}_j^H$ — выборочная корреляционная матрица принятого сигнала. Следует отметить, что в ситуации, когда матрица $\mathbf{K}_i$ является произвольной и полностью неизвестной, однозначная оценка вектора параметров $\boldsymbol{\mu}$ невозможна [14]. Для получения разумного решения задачи введём некоторое ограничение на матрицу помехи $\mathbf{K}_i$. Будем считать, что её ранг меньше числа гидрофонов в антенной решётке. При этом её можно представить в виде суммы диад $\sum_{m=1}^M \mathbf{a}_m \mathbf{a}_m^H$, составленных из произвольных и неизвестных векторов направлений $\mathbf{a}_m$ (сферические волны, плоские волны, и т. д.). При этом в конкретной рассматриваемой задаче ни один из

векторов направлений помехи не может совпадать с вектором направлений полезного сигнала, поскольку бортовые помехи находятся внутри корабля-носителя. Параметр M имеет физический смысл числа источников имеющихся бортовых помех. Такое описание соответствует абсолютно произвольному набору M мешающих источников (помех). Далее используется идея, заключающаяся в том, что эти источники (изначально не ортогональные) можно считать ортогональными, поскольку указанная матрица $\sum_{m=1}^M \mathbf{a}_m \mathbf{a}_m^H$ допускает представление через свои собственные числа и векторы [15] (ортогональные). Кроме того, существует процедура ортогонализации Грамма—Шмидта неортогонального базиса векторов, которая была успешно применена в похожей задаче подавления помех в радиолокации [16]. Таким образом, корреляционную матрицу бортовых помех можно привести к виду

$$\mathbf{K}_i = \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H, \quad M < N, \quad (4)$$

где $\mathbf{e}_m$ — вектор направлений, включающий комплексную амплитуду помехи, который соответствует некоторой эквивалентной m -й помехе, $\mathbf{e}_m^H \mathbf{e}_{m'} = 0$ при $m \neq m'$.

В таком случае удаётся найти частные максимумы функции правдоподобия (3) по $\mathbf{e}_m$ путём решения уравнений $\partial \Lambda / \partial \mathbf{e}_m = 0$. После максимизации функции правдоподобия по неизвестным векторам $\mathbf{e}_m$ с учётом (4) получаем [14]

$$\Lambda = -J \left\{ \ln \det \left(\mathbf{K}_\theta + \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H \right) + \text{tr} \left[\left(\mathbf{K}_\mu + \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{K}} \right] \right\} \rightarrow \max_{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_M};$$

$$\Lambda_A(\boldsymbol{\mu} = \max_{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_M} \Lambda = -J \left\{ \sum_{m=M+1}^N [\lambda_m(\boldsymbol{\mu}) - \ln \lambda_m(\boldsymbol{\mu})] + M + \ln \det \hat{\mathbf{K}} \right\}, \quad (5)$$

где $\lambda_m(\boldsymbol{\mu})$ — собственные числа матрицы $\mathbf{M}_\theta^{-1} = \hat{\mathbf{K}}^{1/2} \mathbf{K}^{-1} \hat{\mathbf{K}}^{1/2}$. Тогда для оценки вектора полезных параметров необходимо найти экстремум

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \Lambda_A(\boldsymbol{\theta}). \quad (6)$$

Подход (4)–(6) подробно изложен в работе [14] и имеет название «метод максимальной правдоподобной классификации сигналов» (МПКС).

Рассмотрим частный случай, когда на антенну помимо фонового шума и бортовой помехи приходит только один полезный сигнал. Тогда

$$\mathbf{K}_\mu = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \sigma_1^2 \boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\mu}) \boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\mu})^H, \quad (7)$$

где σ_0^2 — интенсивность фонового некоррелированного шума, σ_1^2 — интенсивность полезного сигнала, $\boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\mu})$ — вектор направлений полезного сигнала. Для этого сценария из (6) можно исключить ещё один параметр σ_0^2 путём решения уравнения $\partial \Lambda_A / \partial \sigma_0^2 = 0$. При этом удобно перейти к новому параметру — отношению интенсивности полезного сигнала к фоновому шуму, $\beta = \sigma_1^2 / \sigma_0^2$. Тогда выражение (5) преобразуется к виду

$$\Lambda_0(\beta, \boldsymbol{\mu}) = \max_{\sigma_0^2} \Lambda_A(\boldsymbol{\mu}) = -J \left[(N - M) \ln \sum_{m=M+1}^N c_m(\boldsymbol{\mu}) - \sum_{m=M+1}^N \ln c_m(\boldsymbol{\mu}) + M + \ln \det \hat{\mathbf{K}} \right], \quad (8)$$

где $c_m(\boldsymbol{\mu})$ — собственные числа матрицы $\mathbf{C}_\theta^{-1} = \hat{\mathbf{K}}^{1/2} [\mathbf{I} + \beta \boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\mu}) \boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\mu})^H]^{-1} \hat{\mathbf{K}}^{1/2}$. Задача оценки пеленга полезного источника и отношения его интенсивности к интенсивности фонового шума

сводится к поиску максимума следующего функционала:

$$(\hat{\beta}, \hat{\mu}) = \arg \max_{\beta, \mu} \Lambda_0(\beta, \mu). \quad (9)$$

Добавим здесь некоторые разъяснения по важному вопросу выбора параметра эффективного числа помех M . Дело в том, что в рассматриваемой задаче источник полезного сигнала единственный, а число гидрофонов N весьма велико (в современных акустических комплексах оно может достигать сотни), поэтому имеется значительная степень свободы в выборе параметра M . При этом число бортовых помех, как показывают эксперименты, не бывает слишком большим (число эквивалентных источников не превышает пары десятков), поэтому можно выбирать параметр M заведомо большим, чтобы гарантированно попасть в шумовое подпространство. В этом случае в качестве помех будут также рассматриваться собственные векторы выборочной матрицы, соответствующие фоновому шуму, что может несколько понизить точность оценки пеленга, но не повлияет на результат качественно.

Поиск экстремума в (9) ведётся в узкой полосе частот. Для того, чтобы перейти к использованию широкой полосы частот, предлагается для каждой полосы и значения μ найти частный максимум (8) по β (например, перебором), значение которого будет $\hat{\beta}_k(\mu)$, после чего подставить это значение в выражение (8) и суммировать получившуюся величину по поддиапазонам частот:

$$\Lambda_{WB}(\mu) = \sum_{k=1}^{N_f} \Lambda_{0,k}(\hat{\beta}_k, \mu). \quad (10)$$

Тогда поиск максимума по вектору неизвестных параметров μ необходимо вести уже у широкополосного функционала

$$\hat{\mu} = \arg \max_{\mu} \Lambda_{WB}(\mu). \quad (11)$$

Следует отметить, что такой подход будет оптимальным в случае, когда принимаемые сигналы в разных частотных полосах будут независимыми. Это утверждение следует из того, что оценка (9) получена из метода максимального правдоподобия. Предложенный алгоритм (11) в известной степени идейно близок к методу MUSIC [13], который также требует априорного знания числа M действующих помех (или использования дополнительного метода для определения M). При этом этот метод не обеспечивает оптимальности при суммировании целевой функции по частоте.

2. МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕКОГЕРЕНТНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗА

Апертурный синтез предлагается выполнять, используя измеренный во времени пеленг цели с помощью метода МПКС. Для установления текущих координат движущегося источника сигнала будем определять в каждый момент времени 4 параметра, а именно начальные координаты цели $\{A, B\}$ и две проекции её постоянной скорости $\{v_x, v_y\}$. Таким образом, рассматривается только случай прямолинейного и равномерного движения цели в произвольном направлении в горизонтальной плоскости. Двумерная геометрия взаимного расположения объектов изображена на рис. 1.

Текущие координаты n -го гидрофона определим как

$$\begin{aligned} x_n(t) &= x_0(t) + p_n \cos \alpha(t), \\ y_n(t) &= y_0(t) + p_n \sin \alpha(t), \end{aligned} \quad (12)$$

где $p_n = [n - 0,5(N + 1)]d$; $n = 1, \dots, N$, $\{x_0(t), y_0(t)\}$ — текущие координаты центра антенной решётки, $\alpha(t)$ — текущий угол наклона полотна решётки относительно оси x .

Текущие координаты равномерно прямолинейно движущегося источника запишем в виде

$$x_s(t) = A + v_x t, \quad y_s(t) = B + v_y t, \quad (13)$$

где $\{A, B\}$ — начальные координаты подводного объекта, $\{v_x, v_y\}$ — проекции его скорости.

Расстояние между n -м гидрофоном в антенной решётке и текущим положением цели описывается выражением

$$R_n(t) = \sqrt{[x_0(t) - A - v_x t + p_n \cos \alpha(t)]^2 + [y_0(t) - B - v_y t + p_n \sin \alpha(t)]^2}. \quad (14)$$

После разложения выражения (14) в ряд Тейлора и ограничения этого ряда слагаемыми первой степени по параметру p_n получаем

$$R_n(t) \approx r_0(t) + p_n \frac{\Delta x \cos \alpha(t) + \Delta y \sin \alpha(t)}{R_0(t)}, \quad (15)$$

где $\Delta x = x_0(t) - A - v_x t$, $\Delta y = y_0(t) - B - v_y t$, $R_0(t) = \sqrt{\Delta x^2(t) + \Delta y^2(t)}$. Из (14) видно, что фазовое распределение является линейным.

Тогда набег фазы между двумя соседними гидрофонами будет равен

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} (R_n - R_{n-1}) = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} d \frac{\Delta x \cos \alpha(t) + \Delta y \sin \alpha(t)}{R_0(t)}, \quad (16)$$

где θ — пеленг источника сигнала, λ — длина волны, соответствующая центральной частоте из рассматриваемой полосы. В результате модель пеленга источника сигнала будет иметь следующий вид:

$$\theta(t) = \arcsin \left[\frac{\Delta x \cos \alpha(t) + \Delta y \sin \alpha(t)}{R_0(t)} \right]. \quad (17)$$

Обозначим экспериментально измеренный пеленг в момент времени t через $\theta_e(t)$. Тогда алгоритм апертурного синтеза осуществляется с помощью минимизации функционала

$$\int_0^T [\theta(t) - \theta_e(t)]^2 dt \rightarrow \min_{\{A, B, v_x, v_y\}}, \quad (18)$$

где T — время, прошедшее с начала наблюдения до текущего момента, $\theta_e(t)$ — экспериментальная оценка пеленга в момент времени t , полученная за время $[t, t+T_0]$, T_0 — длина временного окна для

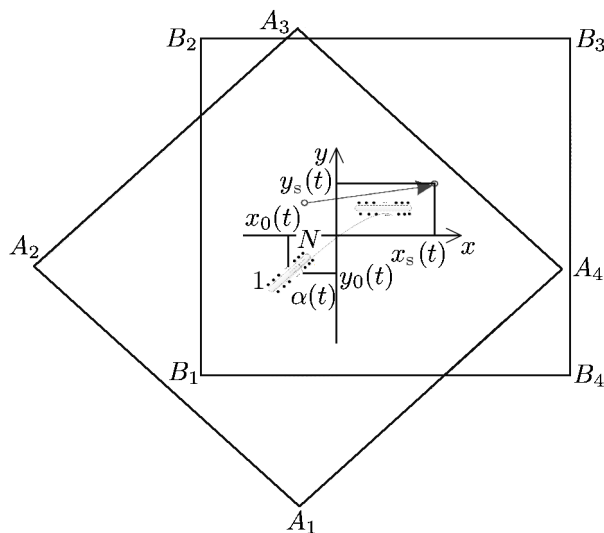


Рис. 1. Зоны апертурного синтеза для двух моментов времени

оценки текущего пеленга источника. Стоит отметить, что строгое обоснования выбора величины T_0 в данной работе не даётся. Выбор длительности блока данных T_0 снизу ограничивается необходимостью иметь минимум N отсчётов узкополосного сигнала для вычисления невырожденной корреляционной матрицы, а сверху — выражением $T_0 \approx R/v_r$, где R — минимальное расстояние от источника до приёмника, v_r — тангенциальная скорость движения источника относительно корабля-носителя. Характерным значением этого параметра является 100 с и более.

Следует отметить, что эффектом Доплера даже в случае криволинейного движения можно было пренебречь. Поскольку обработка ведётся в узких полосах частот, предполагается, что спектр там близок к постоянной величине. В такой ситуации уширение спектра за счёт доплеровского сдвига сложно учесть и использовать, поскольку оно может проявиться только на границах частотного диапазона полезного сигнала, причём эти границы должны быть достаточно резкими (чего не бывает на практике). Наличие эффекта Доплера в данном случае не влияет на качество локализации по причине малого фазового искажения полезного сигнала на бортовой антенне, поскольку выполняется условие $f_d \ll c/D$, где c — скорость звука в воде, D — длина антенной решётки.

Выбор ширины узкой полосы частот определяется требованием неизменяемости комплексной огибающей падающей волны на апертуре антенной решётки, $\Delta f \ll c/D$.

Будем считать, что существует единственная цель. Очевидно, что для её обнаружения необходимо наблюдать сигнал с обоих бортов, т. е. обеими антенными решётками одновременно. Для определения того, со стороны которого из бортов находится цель, будем сравнивать величину максимума целевой функции, используемой для оценки пеленга для двух антенн. Будем считать, что со стороны того борта, где максимум целевой функции больше, и находится цель.

Для анализа эффективности апертурного синтеза в зависимости от длины траектории корабля-носителя численно оценивалась граница Крамера—Рао [3] для проекций скорости и начальных координат. Матрица частных производных формировалась по искомым четырём параметрам

$$\mathbf{M} = \left[\frac{\partial \theta_T}{\partial A}, \frac{\partial \theta_T}{\partial B}, \frac{\partial \theta}{\partial v_x}, \frac{\partial \theta}{\partial v_y} \right], \quad (19)$$

где $\theta_T = [\theta_1, \dots, \theta_J]^T$ — вектор-столбец теоретического пеленга (6), имеющий размерность $J \times 1$ (J — число оценок пеленга источника, полученных за время наблюдения T), индекс T означает транспонирование. Производные в (19) берутся в точке 4-мерного пространства, соответствующей истинным значениям параметров (A, B, v_x, v_y) . Матрица Фишера для рассматриваемой модели имеет вид

$$\Phi = \frac{2}{\sigma_\theta^2} \text{Re}\{\mathbf{M}^H \mathbf{M}\}, \quad (20)$$

где σ_θ^2 — дисперсия оценки текущего пеленга.

Тогда на главной диагонали матрицы, обратной матрице (20), будут находиться границы Крамера—Рао нашего набора параметров $\psi = (A, B, v_x, v_y)$:

$$\text{var}(\psi) \geq \Phi^{-1}. \quad (21)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Будем считать, что положение корабля-носителя в начальный момент времени совпадает с началом глобальной системы координат. При этом начальное направление его продольной оси (совпадающее с направлением осей антенных решёток) параллельно оси абсцисс.

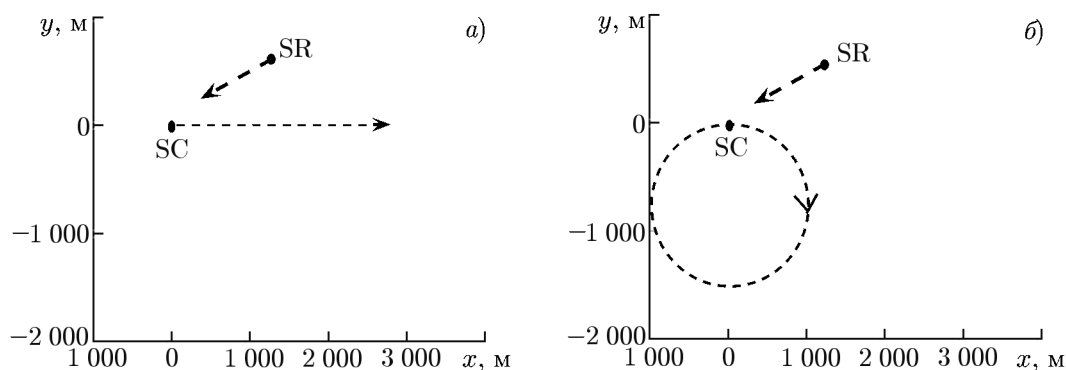


Рис. 2. Прямолинейная (а) и круговая (б) траектория корабля-носителя (SC). Источник обозначен как SR

Эффективность предложенного в работе метода апертурного синтеза была проверена с помощью математического моделирования. Считалось, что каждая антенная решётка состоит из $N = 32$ гидрофонов с межэлементным расстоянием $d = 1$ м. И цель, и источник бортовой помехи излучали гауссов шум в диапазоне частот $\Delta W = 300 \div 1000$ Гц. Полезный сигнал моделировался как некогерентный во времени сигнал с плоским фронтом. Бортовая помеха моделировалась как некогерентный во времени сигнал со сферическим фронтом. Ширина полосы узкополосного сигнала была выбрана равной $\Delta f = 5$ Гц. Данные обрабатывались блоками с длительностью $T_0 = 10$ с. Отношение помеха/некоррелированный шум (ОПШ) составляло 40 дБ. Отношение сигнал/некоррелированный шум (ОСШ) составляло 20 дБ.

Следует отметить, что в начале, по аналогии с исследованиями, проведёнными в работе [10], был рассмотрен случай прямолинейного и равномерного движения корабля-носителя антенной решётки. Получаемые при этом с помощью численного моделирования оценки параметров источника оказывались неустойчивыми и не сходились к их истинным значениям при увеличении времени наблюдения T (а значит, и длины синтезированной апертюры). При этом матрица Фишера (20) оказывалась плохо обусловленной. Оказалось, что для данного сценария одновременная оценка четырёх параметров источника невозможна. Это становится понятно, если рассмотреть для этого случая модель зависимости синуса пеленга источника от времени:

$$\sin \theta = \frac{(v - v_x)t - A}{\sqrt{[(v - v_x)t - A]^2 + (B + v_y t)^2}}. \quad (22)$$

Выражение (22) можно переписать следующим образом:

$$\sin \theta = \operatorname{sgn}(v - v_x) \frac{t - A/(v - v_x)}{\sqrt{[t - A/(v - v_x)]^2 + \frac{v_y}{v - v_x}(t + B/v_y)^2}}. \quad (23)$$

Видно, что правая часть (22) зависит только от трёх параметров: $A/(v - v_x)$, B/v_y и $v_y/(v - v_x)$. Это означает, что для данного сценария оценить все 4 параметра (A, B, v_x, v_y) однозначным образом невозможно, что и подтверждается полученными результатами. Стоит отметить, однако, что использование апертурного синтеза и в этом случае имеет смысл, поскольку аппроксимация по трём параметрам должна увеличивать точность оценки пеленга на цель при росте длины траектории.

Для исследования эффективности некогерентного апертурного синтеза в зависимости от длины траектории в качестве альтернативы прямолинейному движению носителя антенной решётки

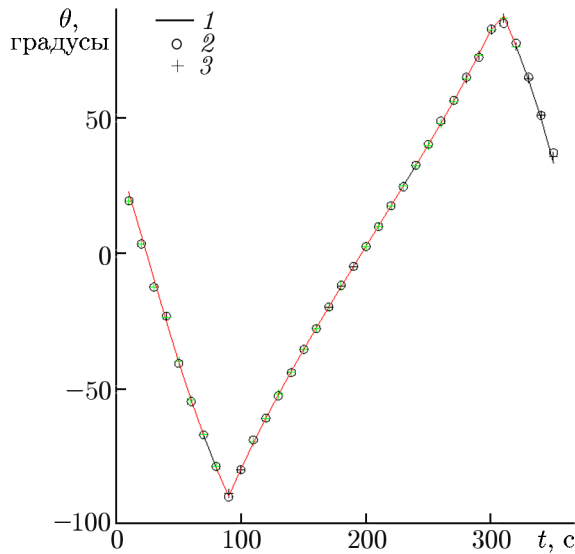


Рис. 3. Истинный (1), измеренный (2) и оптимизированный (3) пеленги

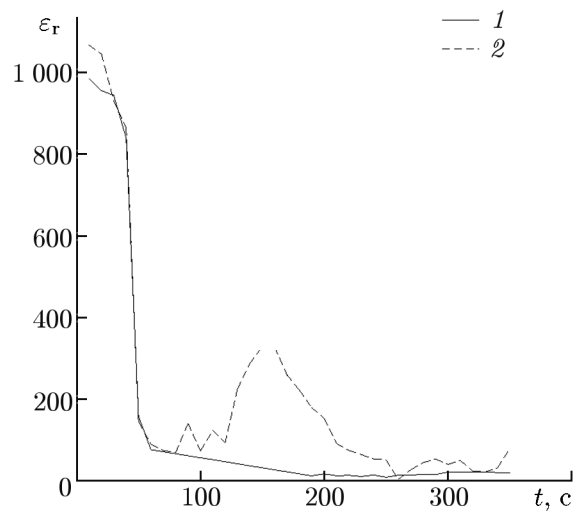


Рис. 4. Ошибка измерения текущих координат источника ε_r методами МПКС (1) и MUSIC (2)

(см. рис. 2а) было рассмотрено равномерное движение по кругу (см. рис. 2б). Все последующие графики будут относиться к круговому движению корабля-носителя антенной решётки. Его скорость равнялась $v_b = 5$ м/с. Источник полезного сигнала двигался прямолинейно и равномерно со скоростью $v_s = 1$ м/с под углом -135° относительно оси абсцисс.

На рис. 3 представлены зависимости истинного пеленга источника сигнала от времени для кругового движения носителя антенной решётки, а также измеренные методом МПКС и оптимизированные с помощью процедуры (18) значения пеленга. Как видно из графика, процедура оптимизации по четырём параметрам позволяет точно аппроксимировать зависимость пеленга от времени.

На рис. 4 приведён график модуля расстояния между измеренным и истинным текущим положением источника во времени для методов МПКС и MUSIC. Необходимо отметить, что основной параметр метода MUSIC был заранее выбран правильно и равнялся 3. Из рис. 4 видно, что предложенный алгоритм апертурного синтеза работает успешно. При этом для метода МПКС точность измерения координат движущегося источника выше. Если же параметр метода MUSIC выбран неверно (а на практике он заранее неизвестен), то этот метод не работает.

На рис. 5 изображены графики модулей относительных ошибок измерения четырёх параметров оптимизации: двух начальных координат источника и двух его проекций скорости. Модули ошибок измерения были нормированы на истинные значения параметров и отображены в процентах. Сплошные кривые относятся к методу МПКС, штриховые — к методу MUSIC. Из графиков видно, что в условиях воздействия на антенную решётку мощных (превышающих сигнал) бортовых помех стабильность измерения параметров лучше у метода МПКС.

Для круговой траектории были вычислены границы Крамера—Рао (предельные достижимые среднеквадратичные отклонения (СКО)) для двух проекций скорости источника и его начальных координат в зависимости от времени наблюдения (длины траектории корабля-носителя). На рис. 6а, б приведены графики границ Крамера—Рао для измеренных начальных координат полезного источника. На рис. 6б, г показаны графики границ Крамера—Рао для измеренных проекций скорости источника. Приведённые предельные достижимые СКО нормированы на истинные значения параметров и выражены в процентах. Видно, что с увеличением длины траектории точ-

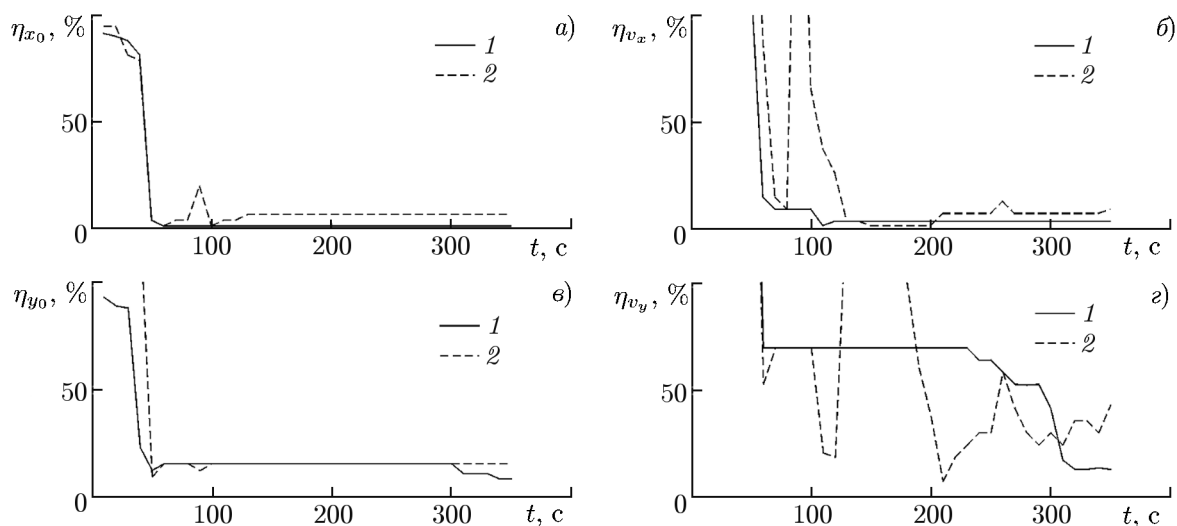


Рис. 5. Относительные ошибки измерения начальных координат η_{x_0} (а) и η_{y_0} (в) и относительные ошибки измерения проекций скорости η_{v_x} (б) и η_{v_y} (г); сплошные линии — метод МПКС, штриховые — метод MUSIC

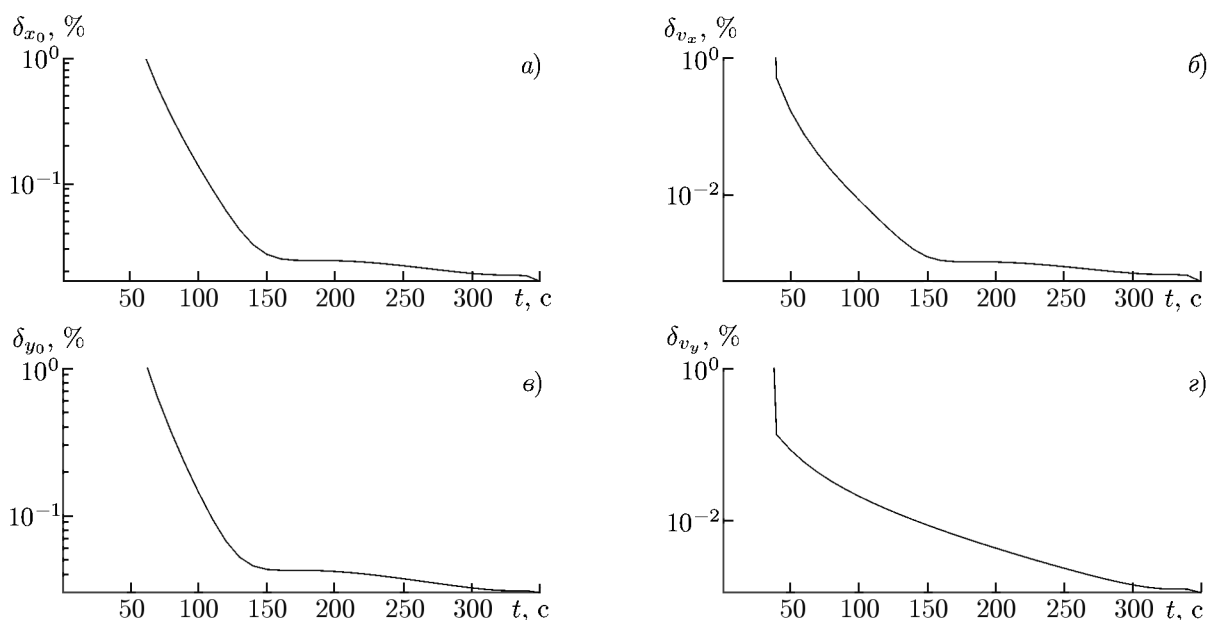


Рис. 6. Относительные границы Крамера—Рао при измерении начальных координат δ_{x_0} (а) и δ_{y_0} (в) и при измерении проекций скорости δ_{v_x} (б) и δ_{v_y} (г)

ность измерения параметров возрастает. Таким образом, приведённые результаты показывают, что в случае круговой траектории корабля-носителя с помощью апертурного синтеза могут быть определены все четыре неизвестных параметра движущегося источника.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод локализации движущегося источника широкополосного сигнала с помощью перемещающейся приёмной системы из двух линейных антенных решёток, расположенных по обоим бортам корабля-носителя, с использованием апертурного синтеза. Считалось, что на

антенных решётках присутствовала мощная широкополосная некогерентная помеха, вызванная работой механизмов корабля-носителя. Предложенный метод основан на процедуре поиска по набору параметров источника минимума вводимого функционала, который накапливается по времени и частоте. Последний представляет собой среднеквадратичное отклонение модельной временной зависимости пеленга от экспериментальной. Оценка текущего пеленга проводилась с помощью предложенного ранее оригинального адаптивного алгоритма шумопеленгации МПКС. Приведены результаты численного моделирования определения параметров движущегося источника (проекция скорости и начальное положение) для прямолинейной и круговой траектории корабля-носителя. Показано, что для прямолинейного равномерного движения корабля-носителя определение всех параметров источника одновременного невозможно. Для круговой траектории оказывается возможным определить все параметры источника одновременно. Проведено численное исследование границ Крамера—Рао проекций скорости и начальных координат источника. Выполнено сравнение полученных результатов со случаем использования известного метода шумопеленгации MUSIC. Более эффективным оказался метод МПКС для апертурного синтеза движущегося источника. Также представлен анализ границ Крамера—Рао для неизвестных параметров источника в зависимости от длины траектории, который показал качественное совпадение с результатами численного моделирования.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ (проект 18-38-00739).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иваненков А. С., Коротин П. И., Орлов Д. А. и др. // Гидроакустика. 2011. Вып. 14, № 2. С. 117–127.
2. Hayes M. P., Gough P. T. // IEEE J. Ocean. Eng. 2009. V. 34, No. 3. P. 207–224. <https://doi.org/10.1109/JOE.2009.2020853>
3. Autrey S. W. // J. Acoust. Soc. Am. 1988. V. 84, No. 2. P. 592–598. <https://doi.org/10.1121/1.396837>
4. Stergiopoulos S., Sullivan E. J. // J. Acoust. Soc. Am. 1989. V. 86, No. 1. P. 158–171. <https://doi.org/10.1121/1.398335>
5. Kim S., Youn D. H., Lee C. // IEEE J. Ocean. Eng. 2002. V. 27, No. 2. P. 322–327. <https://doi.org/10.1109/JOE.2002.1002487>
6. Hou Y., Huang J., Jiang M., Jin Y. // EURASIP J. Adv. Signal Proc. 2010. V. 2010. Art. no. 751069. <https://doi.org/10.1155/2010/751069>
7. Иваненков А. С., Коротин П. И., Орлов Д. А. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2014. Т. 57, № 2. С. 166–177.
8. Stergiopoulos S., Urban H. // IEEE J. Ocean. Eng. 1992. V. 17, No. 1. P. 16–25. <https://doi.org/10.1109/48.126950>
9. Ivanenkov A., Korotin P., Orlov D., et al. // Proc. Forum Acusticum. 27 June–01 July 2011, Aalborg, Denmark. P. 2509–2514.
10. Родионов А. А., Семёнов В. Ю., Савельев Н. В. и др. // Изв. вузов. Радиофизика. 2019. Т. 62, № 2. С. 126–135.
11. Родионов А. А., Семёнов В. Ю. // Труды II Всеросс. акуст. конф., 6–9 июня 2017 г., Нижний Новгород, Россия. С. 1041–1048.
12. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики: Пер. с англ. Л. : Судостроение, 1978. 448 с.
13. Турчин В. И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов. Нижний Новгород : ИПФРАН, 2005. 114 с.

14. Родионов А. А., Турчин В. И. // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 1. С. 60–71.
15. Banerjee S., Anindya R. Linear Algebra and Matrix Analysis for Statistics. Abingdon : Taylor & Francis Group, 2014. 580 p.
16. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин И. С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641–650.

Поступила в редакцию 30 декабря 2019 г.; принята в печать 5 июня 2020 г.

LOCALIZATION OF A MOVING SOUND SOURCE USING INCOHERENT APERTURE SYNTHESIS WITH SIMULTANEOUS INTERFERENCE SUPPRESSION

A. A. Rodionov, V. Yu. Semenov, N. V. Savelev, and K. S. Konovalov

In this work, we consider the problem of locating noise of a moving sound source using the aperture synthesis. In this case, it is assumed that the signal, which is emitted by the source, is incoherent in time. Such a scenario is the most interesting from practical point of view since real sources mainly have continuous radiation spectra. It was believed that, in addition to the sea noise, interference caused by operation of the ship mechanisms (on-board interference), whose power significantly exceeds that of useful signal, also acts on the receiving system, which comprises two linear antenna arrays located on both sides of the carrier ship. The results of testing the proposed algorithms on the numerical-experiment data are given. It is shown that various accuracies of measuring the moving-source coordinates are reached depending on the length and type of the carrier-ship trajectory.