
Алгоритмы функционирования: передача, прием и обработка сигналов

Научная статья
УДК 654.1
DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202209-11>

Система пассивного обнаружения и измерения расстояния до источника на основе оценки волнового фронта сигнала

О.В. Болховская¹, В.С. Сергеев², А.А. Мальцев³

¹⁻³ Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
(г. Нижний Новгород, Россия)

¹ obol@rf.unn.ru; ² v.a.sergeyev94@gmail.com; ³ maltsev@rf.unn.ru

Аннотация

Постановка проблемы. Обнаружение, оценивание и различение волновых фронтов сигналов, принимаемых многоэлементной антенной системой, – актуальные задачи для таких приложений, как радары, сонары, системы радиосвязи, сенсорные системы и системы позиционирования [1, 2]. Большинство проведенных теоретических исследований в этой области было посвящено решению проблемы обнаружения, точного оценивания углов прихода и различения сигналов с плоским волновым фронтом от точечных некоррелированных источников излучения, находящихся в дальней зоне (зоне Фраунгофера) [3, 4]. Однако для современных широкополосных систем связи и позиционирования, работающих в условиях многолучевых каналов, данные предположения часто не выполняются, поскольку отражатели и источники сигнала могут находиться вблизи приемной системы и для их обнаружения, различения и локализации необходимо использовать другие алгоритмы. Отсутствие систематического изложения возможных подходов к оцениванию волновых фронтов источников сигнала, нахождению решающих статистик и их функций распределения не позволяет провести детальный анализ характеристик систем приема сигнала с многоэлементными антеннами при пассивном обнаружении источника излучения, находящегося в ближней зоне, измерении угла прихода сигнала и расстояния до источника на основе оценки волнового фронта сигнала, что на сегодняшний день является актуальным.

Цель. Рассмотреть задачу обнаружения, оценивания и различения волновых фронтов сигналов, принимаемых многоэлементной антенной решеткой и представляющих собой известную временную последовательность.

Результаты. На основе полученных максимально правдоподобных оценок волнового фронта полезного сигнала сформированы две оригинальные решающие статистики ξ^2 и γ для обнаружения находящегося в ближней зоне источника сигнала и исследованы их характеристики. Предложена схема обработки сигналов, поступающих с элементов антенной решетки. В результате анализа формы волнового фронта сигнала найдены максимально правдоподобные оценки для направления и расстояния до источника излучения. Исследованы основные характеристики предложенной системы пассивного обнаружения, измерения расстояния и направления на источник излучения, находящегося в ближней зоне многоэлементной антенны. Определены значения отношения сигнал/шум (ОСШ), при которых точности полученных оценок достигают теоретических нижних границ Крамера–Рао. Построены кривые обнаружения для различных расстояний от источника излучения до антенной системы. В качестве примера приведены результаты расчета зон покрытия (изолиний вероятностей правильного обнаружения) для мобильного устройства, работающего в сети Wi-Fi IEEE 802.11. Показано, что для такого источника с относительно небольшой мощностью излучения 1 мВт зона уверенного (с вероятностью $P_{\text{об}} > 0,8$) обнаружения 8-элементной антенной решеткой при фиксированной вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$ составляет порядка 510 длин волн.

Практическая значимость. Проведенное детальное исследование свойств предложенных решающих статистик показало, что статистика γ наиболее удобна для практического использования, поскольку ее распределение при нулевой гипотезе H_0 уже при относительно небольших значениях ОСШ становится близким к нормальному и ее пороговые значения $\gamma_{\text{п}}$ могут быть легко получены с использованием стандартного нормального распределения.

Ключевые слова

Многоэлементные антенные решетки, оценивание волнового фронта, обнаружение сигналов, оценка параметров сигналов

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-90101.

Для цитирования

Болховская О.В., Сергеев В.С., Мальцев А.А. Система пассивного обнаружения и измерения расстояния до источника на основе оценки волнового фронта сигнала // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 9. С. 98–112. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202209-11>

A brief version in English is given at the end of the article

Введение

Несмотря на то, что проблема обнаружения, оценивания и различения волновых фронтов сигналов, принимаемых многоэлементной антенной системой, является основной для таких приложений, как радары, сонары, системы радиосвязи, сенсорные системы и системы позиционирования [1, 2], большинство теоретических исследований в этой области было сосредоточено на решении наиболее важных на практике задачах обнаружения, точного оценивания углов прихода и различения сигналов с плоским волновым фронтом от точечных некоррелированных источников излучения, находящихся в дальней зоне (зоне Фраунгофера) [3, 4]. Однако для современных широкополосных систем связи и позиционирования, работающих в условиях многолучевых каналов, данные предположения часто не выполняются, поскольку отражатели и источники сигнала могут находиться вблизи приемной системы и для их обнаружения, различения и локализации необходимо использовать другие подходы. В последние годы появились методики обнаружения и позиционирования мобильных пользователей с помощью технологии Wi-Fi, большинство из которых основано на обнаружении неизлучающего объекта в непосредственной близости от Wi-Fi-устройства косвенным путем через измерение характеристик нестационарного многолучевого канала, принимаемого от нескольких базовых станций (точек доступа) [5–7].

В [8, 9] рассмотрена задача определения положения источника излучения, находящегося в ближнем поле пассивной (приемной) антенной решетки (АР), получены и проанализированы выражения для нижних границ Крамера–Рао для дисперсий оценок направления и расстояния до источника при различных предположениях о полезном сигнале. В [10] исследовано влияние неплоского волнового фронта полезного сигнала на эффективность различных известных методов углового сверхразрешения источников излучения. Однако и в этих, и в других работах отсутствует систематическое изложение возможных подходов к оцениванию волновых фронтов источников сигнала, нахождению решающих статистик и их функций распределения, что не позволяет провести детальный анализ характеристик систем приема сигнала с многоэлементными антеннами при пассивном обнаружении источника излучения, находящегося в ближней зоне, а также провести измерения угла прихода сигнала и расстояния до источника на основе оценки волнового фронта сигнала.

Ц е л ь р а б о т ы – рассмотреть задачу обнаружения, оценивания и различения волновых фронтов сигналов, принимаемых многоэлементной АР и представляющих собой известную временную последовательность.

Для решения поставленной смешанной задачи «обнаружения – оценивания – различения» используется подход, базирующийся на GLRT-тесте (Generalized Likelihood Ratio Test).

В отличие от стандартного GLRT-подхода с применением полученных максимально правдоподобных оценок волнового фронта полезного сигнала в данной работе формируются две решающие статистики. В качестве первой статистики ε^2 используется квадрат разности оценок волновых векторов в случае гипотез H_0 и H_1 , а в качестве второй – оценка коэффициента γ , стоящего перед квадратичным слагаемым нелинейной регрессионной модели набег фаз сигнала на элементах АР.

Проверка гипотез

В данной работе осуществляется проверка двух гипотез о волновом фронте сигнала:

1) *гипотеза H_0 (нулевая)* – волновой фронт полезного сигнала является плоским с неизвестным углом прихода, что соответствует предположению о точечном характере источника излучения и его нахождении в дальней зоне (зоне Фраунгофера);

2) *гипотеза H_1 (альтернативная)* – волновой фронт полезного сигнала является сферическим, принимаемым с неизвестного направления и расстояния до источника излучения, что соответствует

предположению о точечном характере источника излучения и его нахождении в ближней зоне (зоне Френеля).

Проверка гипотезы H_0 . После первоначального обнаружения полезного сигнала в приемной M -элементной АР и принятия решения о наличии сигнала при наличии минимальной априорной информации о сигнально-помеховой обстановке [11] в ряде случаев важно оценить возможное местоположение источника излучения (дальняя зона/ближняя зона, направление на источник, расстояние до него, наличие углового рассеяния из-за переотражений) на основе анализа формы его волнового фронта.

Формализуем гипотезы H_0 и H_1 , которые требуется различить в рассматриваемом случае:

$$H_0 : \mathbf{x}[n] = a[n]\mathbf{S}_0 + \xi[n],$$

$$H_1 : \mathbf{x}[n] = a[n]\mathbf{S}_1 + \xi[n], \quad (1)$$

$$n = 1, \dots, N,$$

где $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_m[n])^T$ – вектор отсчетов сигналов, наблюдаемых на элементах АР; $a[n]$ – комплексная амплитуда полезного сигнала; $\mathbf{S}_0 = (S_{01}, \dots, S_{0M})^T$ – неизвестный вектор-фазор плоского волнового фронта, зависящий от геометрии антенны и угла прихода сигнала; $\mathbf{S}_1 = (S_{11}, \dots, S_{1M})^T$ – неизвестный вектор-фазор сферического волнового фронта, зависящий от угла прихода и расстояния R до источника излучения; $\xi[n]$ – вектор собственных шумов АР; N – объем выборки; T – знак транспонирования.

Считаем, что антенна калибрована и мощность собственных шумов в элементах АР одинаковая и единичная, а $a[n]$ – известная функция времени, выражающая закон модуляции полезного сигнала, одинаковый на всех элементах АР в момент времени n (так как АР узкополосная, запаздыванием амплитуды сигнала на апертуре можно пренебречь).

Обе рассматриваемые гипотезы H_0 и H_1 – сложные и зависят от формы волнового фронта, поэтому в соответствии с методом обобщенного отношения правдоподобия [11–14] для решения поставленной задачи первоначально оценим неизвестные волновые векторы \mathbf{S}_0 и \mathbf{S}_1 , а затем полученные оценки $\hat{\mathbf{S}}_0$ и $\hat{\mathbf{S}}_1$ используем для решения (1).

Максимально правдоподобные оценки неизвестных сферического $\hat{\mathbf{S}}_1$ и плоского $\hat{\mathbf{S}}_0$ волновых фронтов находим путем максимизации соответственно числителя и знаменателя отношения правдоподобия:

$$\Lambda = \frac{W(x / \mathbf{S}_1, H_1)}{\max_{\mathbf{S}_1} W(x / \mathbf{S}_1, H_1)} = \frac{\frac{1}{\pi^{MN}} \exp \left(- \sum_{n=1}^N (\mathbf{x}[n] - a[n]\hat{\mathbf{S}}_1)^H \right) \left(- \sum_{n=1}^N (\mathbf{x}[n] - a[n]\hat{\mathbf{S}}_1) \right)}{\frac{1}{\pi^{MN}} \exp \left(- \sum_{n=1}^N (\mathbf{x}[n] - a[n]\hat{\mathbf{S}}_0)^H \right) \left(- \sum_{n=1}^N (\mathbf{x}[n] - a[n]\hat{\mathbf{S}}_0) \right)}. \quad (2)$$

При принятии решения о выборе гипотезы по критерию максимального правдоподобия пороговое значение Λ_{th} , стоящее в правой части (2), следует принять равным единице [11].

Вид векторов-фазоров сигнала для гипотез H_0 и H_1 зависит от геометрии АР.

Для АР произвольной геометрии (общий случай) векторы-фазоры для плоской \mathbf{S}_0 и сферической \mathbf{S}_1 волн имеют следующий вид:

$$\mathbf{S}_0 = \mathbf{S}_0(\varphi_0, \vartheta) = e^{j\varphi_{0p}} \left[e^{j\varphi_{1p}}, \dots, e^{j\varphi_{Mp}} \right]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_1 = \mathbf{S}_1(\varphi_0, \vartheta) = e^{j\varphi_{0p}} \left[e^{j\varphi_{1s}}, \dots, e^{j\varphi_{Ms}} \right]^T. \quad (4)$$

При этом S_0 зависит только от угла прихода сигнала θ (направления на источник), а S_1 – как от направления на источник θ , так и от расстояния R до источника излучения (рис. 1).

Для рассматриваемой линейной эквидистантной АР с M элементами фаза сигнала на m -м элементе антенны φ_{mp} для линейного волнового фронта (источник в зоне Фраунгофера) определяется как

$$\Delta\varphi_{mp} = \Delta\varphi_p m = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot m, \quad (5)$$

а для сферического волнового фронта (источник в зоне Френеля) получим

$$\Delta\varphi_{ms} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot m + \frac{\lambda}{8R} \cos^2(\theta) \cdot m^2. \quad (6)$$

В выражениях (5) и (6) полагаем, что отсчет набега фаз ведется от геометрического центра АР и нумерация антенных элементов m осуществляется симметрично относительно этого центра, т.е.

$$m = -\frac{M-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2}, \text{ если число элементов } M - \text{ нечетное}, \quad (7)$$

$$m = -\frac{M}{2}, \dots, -1, 1, \dots, \frac{M}{2}, \text{ если число элементов } M - \text{ четное}. \quad (8)$$

Приближенная квадратичная зависимость фазы сферического волнового фронта в (6) справедлива внутри зоны Френеля, определяемой неравенством

$$\sqrt[3]{\frac{D}{\lambda}} \cdot \frac{D}{2} < R < \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (9)$$

При этом нижняя граница зоны Френеля в (9) рассчитывалась, исходя из того, что максимальная фазовая ошибка квадратичной аппроксимации (6) сферического фронта падающей волны не превышает $\frac{\pi}{8}$ [15, 16].

В общем случае оценка волнового фронта зависит от имеющейся априорной информации и проверяемой гипотезы. Как было показано в [12], для пространственно-когерентного полезного сигнала с произвольным волновым фронтом, но известной временной структурой $a[n]$ максимально правдоподобную оценку вектора-фазора \hat{S} волнового фронта можно получить путем параллельной согласованной фильтрации сигналов на выходах элементов АР (рис. 2):

$$\hat{S} = \sum_{n=1}^N a^*[n] \mathbf{x}[n] = \mathbf{y}. \quad (10)$$

Если справедлива гипотезы H_0 о плоском волновом фронте полезного сигнала, то задача оценивания волнового фронта линейной АР с учетом (3) и (5) сводится только к оценке начальной фазы сигнала $\hat{\varphi}_{0p}$ и угла прихода (линейного фазового набега $\Delta\hat{\varphi}_p$). Эта оценка \hat{S}_0 находится путем решения задачи максимизации скалярного произведения между вектором сигналов \mathbf{y} на выходах согласованных фильтров и «пробным» (trial) вектором-фазором плоской волны \tilde{S}_0 [12]:

$$\hat{S}_0 = e^{j\hat{\varphi}_{0p}} \left[e^{j\Delta\hat{\varphi}_p}, \dots, e^{j(M-1)\Delta\hat{\varphi}_p} \right]^T, \quad (11)$$

где $\hat{\varphi}_{0p}, \Delta\hat{\varphi}_p = \arg \max_{\varphi_0, \Delta\varphi_p} (\tilde{S}_0 \mathbf{y})$.

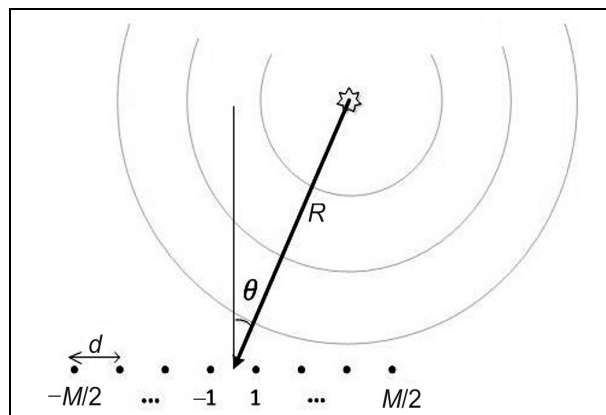


Рис. 1. Схема приема сигнала многоэлементной АР в ближней зоне

Fig. 1. Signal detection scheme by a multi-element antenna array in the near zone

Решение максимизационной задачи с ограничениями (11) в общем случае оказывается достаточно сложным. Проведенные в [12, 17] исследования различных алгоритмов нахождения эффективной оценки (11) показали, что наиболее эффективная оценка (11) может быть получена с помощью *двухшаговой процедуры оценивания* φ_{0p} и $\Delta\varphi_p$, позволяющей избежать неоднозначности, возникающей при измерении фаз сигналов в элементах АР.

На *первом шаге* процедуры оценивания φ_{0p} и $\Delta\varphi_p$ осуществляется грубая оценка линейного набега фазы $\Delta\varphi_p$ (угла прихода волны ϑ) полезного сигнала в соответствии с (11) путем полного сканирования пространства с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с возможным пересемплированием. Полученная таким образом грубая дискретная оценка вектора волнового фронта $\hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}}$ используется для исключения неоднозначности определения фаз вектора-фазора плоского волнового фронта полезного сигнала, возникающей при малых ОСШ на выходах согласованных фильтров.

Вычисляется разностный вектор $\tilde{\mathbf{y}}$, амплитуды компонент которого равны амплитудам компонент вектора \mathbf{y} (т.е. амплитудам сигналов на выходах согласованных фильтров), а компоненты фаз представляют собой разности фаз компонент векторов \mathbf{y} и $\hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}}$: $\varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}} = \varphi_{m\mathbf{y}} - \varphi_{m\hat{\mathbf{S}}} \pm$.

Разностный вектор $\tilde{\mathbf{y}}$ запишем как

$$\tilde{\mathbf{y}} = \left[a_1 e^{j\varphi_{1\tilde{\mathbf{y}}}}, \dots, a_M e^{j\varphi_{M\tilde{\mathbf{y}}}} \right]^T = c \cdot \text{diag} \hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}}^* \cdot \mathbf{y}, \quad (12)$$

где c – коэффициент, компенсирующий средний набег фаз компонент вектора $\tilde{\mathbf{y}}$: $c = \frac{\left(\mathbf{y}^H \hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}} \right)}{\left| \left(\mathbf{y}^H \hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}} \right) \right|}$, $|c|=1$.

На *втором шаге* процедуры оценивания φ_{0p} и $\Delta\varphi_p$ уточняется угол прихода полезного сигнала путем нахождения поправки к оценке вектора волнового фронта $\hat{\mathbf{S}}_{\text{discr}}$, найденной на первом шаге. Для вычисления этой поправки еще раз решается оптимизационная задача с ограничениями (11), куда вместо вектора \mathbf{y} подставляется найденный вектор $\tilde{\mathbf{y}}$.

Покажем, что, учитывая малость фаз $\varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}}$ вектора $\tilde{\mathbf{y}}$ и пренебрегая разницей в амплитудах a_m на элементах АР [3], решение этой задачи сводится к минимизации среднеквадратичной ошибки выражения

$$J = \sum_m (\varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}} - \tilde{\varphi}_m)^2 \rightarrow \min, \quad (13)$$

$$\tilde{\varphi}_m = \frac{\tilde{\varphi}_0}{\alpha} + \frac{\Delta\tilde{\varphi}_m}{\beta} m, \quad (14)$$

где $\tilde{\varphi}_0$ и $\Delta\tilde{\varphi}$ – поправки к оценкам начальной фазы $\tilde{\varphi}_0$ и набегу фазы $\Delta\tilde{\varphi}$, сделанным на первом шаге процедуры оценивания. Пределы суммирования в (13) определяются выражениями (7) и (8) для нечетного и четного числа элементов антенной решетки M соответственно.

Следовательно, при сделанных предположениях задача нахождения поправок к оценке угла прихода волнового фронта на втором шаге сводится к классической задаче нахождения коэффициентов линейной регрессионной модели:

$$\alpha = \frac{1}{M} \sum_m \varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}} - \frac{\sum_m m \varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}} \sum_m m}{M \sum_m m^2}, \quad \beta = \frac{\sum_m m \varphi_{m\tilde{\mathbf{y}}}}{\sum_m m^2}. \quad (15)$$

В данной работе описанная двухшаговая процедура оценивания плоского волнового фронта с ДПФ с двойным пересемплированием на первом шаг) используется для нахождения оценки плоского волнового фронта $\hat{\mathbf{S}}_0$ при проверке гипотезы H_0 .

Проверка гипотезы H_1 . При справедливости гипотезы H_1 (в случае сферического волнового фронта, когда источник находится в зоне Френеля) для нахождения оценки \hat{S}_1 волнового фронта полезного сигнала на *первом шаге* процедуры оценивания, как и ранее, осуществляется грубая оценка начальной фазы φ_{0p} и линейного набега фазы $\Delta\varphi_p$ полезного сигнала путем полного сканирования пространства с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и вычисляется разностный вектор \tilde{y} (12). Однако для гипотезы H_1 в соответствии с (4) и (6) необходимо оценить не только начальную фазу φ_{0s} и угол прихода сигнала θ , но и расстояние до источника R . Поэтому на *втором шаге* процедуры оценивания для уточнения оценок начальной фазы φ_{0s} , набега фазы $\Delta\varphi_s$ и расстояния до источника сигнала R при минимизации среднеквадратичной ошибки (13) находим коэффициенты не линейной (14), а квадратичной регрессионной модели вида

$$\tilde{\varphi}_m = \underbrace{\tilde{\varphi}_{0s}}_{\alpha} + \underbrace{2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \cdot m}_{\beta} + \underbrace{2\pi \frac{d}{\lambda} \cos^2 \left(\theta - \frac{d}{2R} \right)}_{\gamma} \cdot m^2. \quad (16)$$

Подставив (16) в (13), приходим к системе из трех линейных уравнений для коэффициентов квадратичной регрессионной модели α, β и γ :

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial \alpha} = 2 \sum_m (\alpha + \beta m + \gamma m^2) - \varphi_{ms} = 0, \\ \frac{\partial J}{\partial \beta} = 2m \sum_m (\alpha + \beta m + \gamma m^2) - \varphi_{ms} = 0, \\ \frac{\partial J}{\partial \gamma} = 2m^2 \sum_m (\alpha + \beta m + \gamma m^2) - \varphi_{ms} = 0. \end{cases} \quad (17)$$

Решение системы (17) для симметричного случая (когда набег фаз отсчитывается относительно центра AP) имеет следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{M} \sum_m \varphi_{ms} - \frac{\gamma}{M} \sum_m m^2, \quad \beta = \frac{\sum_m m \varphi_{ms}}{\sum_m m^2}, \quad \gamma = \frac{\frac{1}{M} \sum_m m^2 \varphi_{ms} \sum_m m \varphi_{ms} \sum_m m^2}{\frac{1}{M} \sum_m m^4 \left(\sum_m m^2 \right)^2}. \quad (18)$$

Используя выражения для коэффициентов α, β и γ (18), получим оценки определяемых физических параметров (угловой координаты θ и расстояния до источника излучения R):

$$\hat{\theta} = \arcsin \left(\frac{\beta \lambda}{2\pi d} \right), \quad \hat{R} = \frac{\pi d^2}{\lambda \gamma} \cos^2 \theta \left[\arcsin \left(\frac{\beta \lambda}{2\pi d} \right) \right]. \quad (19)$$

В соответствии с GLRT-подходом полученные оценки плоского \hat{S}_0 и сферического \hat{S}_1 волновых фронтов можно использовать для решения задачи различения гипотез H_0 и H_1 [11]. Однако прямая подстановка оценок \hat{S}_0 и \hat{S}_1 в отношение правдоподобия (2) для решения задачи различения двух сложных гипотез H_0 и H_1 приводит к тривиальному результату – принятию гипотезы H_1 , поскольку множество допустимых векторов плоских фронтов S_0 является подмножеством всевозможных волновых фронтов S_1 .

Таким образом, при стандартном GLRT-подходе всегда будет выполняться неравенство

$$W(\mathbf{x} / \hat{S}_1, H_1) \geq W(\mathbf{x} / \hat{S}_0, H_0). \quad (20)$$

Следовательно, для различения поставленных сложных гипотез необходимо решить задачу определения порога Λ_{th} (2) по другому критерию оптимальности.

В данной работе для различения гипотез H_0 и H_1 (обнаружения источника излучения в ближней зоне) в качестве решающих статистик использовались следующие статистики:

- 1) квадрат разности оценок волновых векторов в случае гипотез H_0 и H_1 (первая статистика)

$$\varepsilon^2 = |\hat{S}_1 - \hat{S}_0|^2; \tag{21}$$

- 2) оценка стоящего перед слагаемым с квадратичным набегом фаз в (18) коэффициента γ (вторая статистика)

$$\gamma = \frac{\frac{1}{M} \sum_m m^2 \varphi_{ms} \sum_m m \varphi_{ms} \sum_m m^2}{\frac{1}{M} \sum_m m^4 \left(\sum_m m^2 \right)^2}. \tag{22}$$

На рис. 2 приведена схема обработки сигналов при проверке гипотезы о плоском волновом фронте сигнала с использованием решающих статистик (21) и (22).

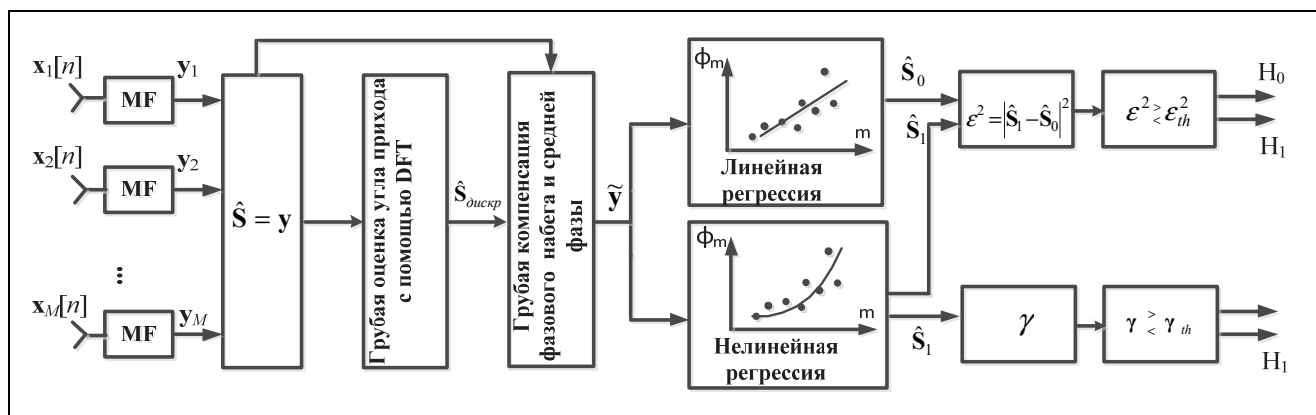


Рис. 2. Схема обработки сигналов при проверке гипотезы о плоском волновом фронте сигнала с использованием решающих статистик (21) и (22)

Fig. 2. Signal processing scheme for testing the hypothesis of a plane wavefront of a signal using decision statistics (21) and (22)

Из приведенной на рис. 2 схемы видно, что на начальном этапе обработки в обоих случаях проводится согласованная фильтрация полезных сигналов на каждом из элементов АР для получения максимально правдоподобной оценки вектора волнового фронта \hat{S} (без учета формы волнового фронта). После этого с помощью дискретного преобразования Фурье выполняется грубая оценка волнового фронта \hat{S}_{discr} , а далее устраняется неоднозначность определения фаз путем удаления среднего фазового сдвига и линейного набег фаз для получения вектора \tilde{y} . На следующем этапе обработки с помощью линейной и квадратичной регрессии строятся соответственно оценки \hat{S}_0 плоского и сферического \hat{S}_1 волновых фронтов. Затем определяется решающая статистика ε^2 (21) и ее значение сравнивается с некоторым пороговым значением ε_{th}^2 , найденным по критерию Неймана–Пирсона для заданного уровня значимости α и имеющим смысл вероятности ложной тревоги для задачи обнаружения источника в ближней зоне антенны.

Для определения решающей статистики γ (22) достаточно найти только оценку \hat{S}_1 сферического волнового фронта. Далее решающая статистика γ сравнивается с пороговым значением γ_{th} , также получаемым по критерию Неймана–Пирсона для заданного уровня значимости α .

Покажем, что, несмотря на то, что решающие статистики ε^2 и γ имеют разный вид, они взаимосвязаны. Подставив выражения для оценок \hat{S}_0 (3) и \hat{S}_1 (4) в (21), с учетом (5) и (6) получим

$$\varepsilon^2 = |\hat{S}_1 - \hat{S}_0|^2 = \sum_m \cos \left(\underbrace{\frac{\pi d^2}{R\lambda} \cos^2 \theta \cdot m}_{\gamma} \right). \quad (23)$$

Как видно из выражения (23), статистики ε^2 и γ связаны между собой аналитически. Статистика ε^2 является принципиально двусторонней, а статистика γ может быть как односторонней (при проверке гипотезы прихода сферического волнового фронта с фронтальной стороны АР, $\gamma > 0$), так и двусторонней (если проверяется гипотеза о нахождении источника в ближней зоне с фронтальной или обратной стороны антенной решетки, γ – произвольное).

Результаты моделирования

Исследование характеристик рассмотренных алгоритмов оценки волнового фронта сигнала, направления на источник и расстояния до источника излучения, а также проверки гипотезы о нахождении источника в ближней зоне Френеля было проведено на примере линейной эквидистантной M -элементной АР ($M = 8$) с расстоянием между элементами, равным половине длины волны $d = \frac{\lambda}{2}$.

Полезный сигнал $a[n]$ полагали известным и задавали в виде псевдослучайной последовательности длиной $N = 32$, которая принималась на фоне аддитивного белого гауссовского шума. Для сравнения эффективности различных алгоритмов обнаружения источника в ближней зоне АР рассматривался также алгоритм для проверки более общей гипотезы H_1 : волновой фронт сигнала – любой, отличный от плоского [17].

Для исследования точности измерения направления на источник сигнала рассматривалось два сценария: 1) источник находится в дальней зоне; 2) источник располагается в ближней зоне на расстоянии R , равном половине радиуса Френеля $R = \frac{R_F}{2}$. Для

обоих сценариев использовались оценки, полученные как на основе линейной, так и нелинейной (квадратичной) регрессии.

Графики зависимости среднеквадратичных ошибок (СКО) оценок синусов углов прихода $\sigma_{\sin \theta}$ полезного сигнала от ОСШ на выходах согласованных фильтров измерительной системы, полученные в результате проведенного анализа, представлены на рис. 3.

Нижняя граница Крамера–Рао дисперсии оценки синуса угла прихода (показана на рис. 3 штрих-пунктирной линией) определялась по формуле [2]

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{(2\pi d / \lambda)^2} \frac{1}{SNR} \frac{6}{M(M^2 - 1)}. \quad (24)$$

Из приведенных на рис. 3 графиков видно, что точность оценок направления на источник излучения практически не зависит от используемого алгоритма (линейной или квадратичной регрессии) и

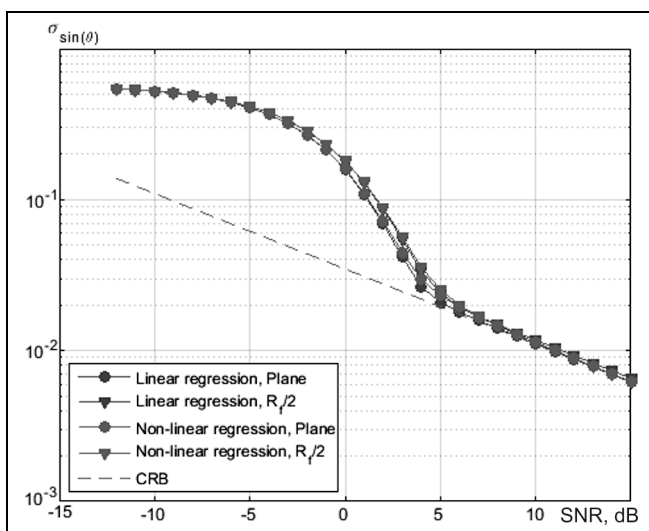


Рис. 3. Графики зависимости СКО оценок синусов углов прихода $\sigma_{\sin \theta}$ полезного сигнала от ОСШ на выходах согласованных фильтров измерительной системы ($M = 8$)

Fig. 3. Mean square errors (MSE) $\sigma_{\sin \theta}$ of the angle of arrival sines estimates for the useful signal versus the SNR at the matched filters outputs of the measuring system ($M = 8$)

от того, в какой (ближней или дальней) зоне находится источник излучения. Точность направления на источник излучения определяется, в основном, ОСШ и при ОСШ = 5 дБ достигает теоретической нижней границы. При этом для рассматриваемой конфигурации антенной системы точность оценивания направления на источник излучения в секторе $-60^\circ < \theta < 60^\circ$ составляет $1-2^\circ$. Как видно из рис. 3, при дальнейшем увеличении ОСШ на каждые 6 дБ СКО оценивания направления уменьшается в 2 раза, что полностью соответствует теоретической формуле (24).

На рис. 4 приведены полученные при моделировании графики зависимости СКО оценок расстояний (в длинах волн) $\frac{\sigma_R}{\lambda}$ от ОСШ при различных расстояниях до источника. Для сравнения на этом же рисунке показаны теоретические нижние границы точности оценивания для рассматриваемых случаев (штрихпунктирные линии).

Нижняя граница Крамера–Рао дисперсии оценки расстояния определялась как [8]

$$\sigma_R^2 = \frac{6R^2\lambda^2}{\text{SNR} \cdot \pi^2 d^2} \frac{15R^2 + 30dR(M-1)\sin\theta + d^2(8M-11)(2M-1)\sin^2\theta}{M(M^2-1)(M^4-1)\cos^4\theta}. \quad (25)$$

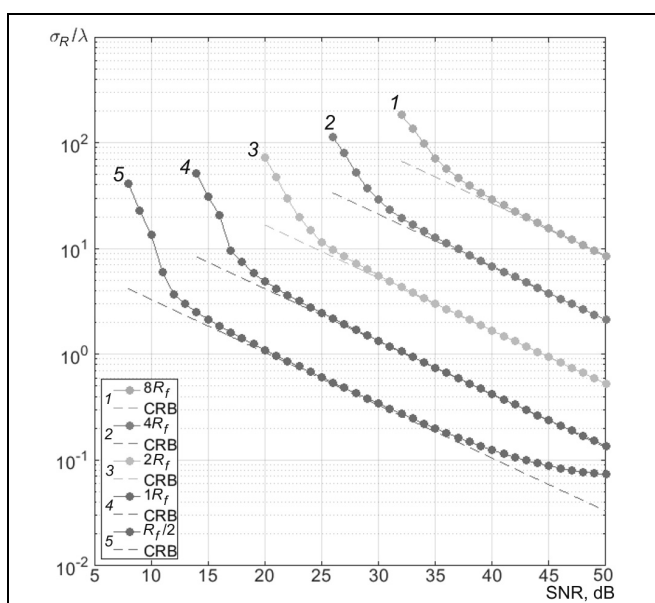


Рис. 4. Графики зависимости СКО оценок расстояния до источника сигнала σ_R от ОСШ на выходах согласованных фильтров измерительной системы ($M = 8$)

Fig. 4. MSE σ_R of estimates of the distance to the source of the signal versus the SNR at the matched filters outputs of the measuring system ($M = 8$)

емого сигнала были исследованы характеристики представленной на рис. 2 схемы обнаружения источника излучения в ближней зоне (различения гипотез H_0 и H_1). Проведенное исследование свойств решающих статистик ε^2 (21) и γ (22) показало, что наиболее удобной для практического использования является статистика γ : уже при относительно небольших значениях ОСШ распределение этой статистики при гипотезе H_0 приближается к нормальному.

На рис. 5 приведены полученные путем численного моделирования графики интегральных функций распределения статистики γ для различных значений ОСШ (–9, 0, 9 дБ).

Для наглядности графики построены на «вероятностной бумаге», на которой масштаб по оси абсцисс равномерен, а по оси ординат соответствует нормальному закону распределения. В таком масштабе теоретический график интегральной функции нормального распределения имеет вид прямой линии (рис. 5, кривая 1), поэтому отклонение от «нормальности» легко определить даже визуально.

Из рис. 4 видно, что для $\theta = 0^\circ$ точность оценки расстояния до источника излучения зависит как от ОСШ, так и от расстояния до источника. В зависимости от расстояния до источника R значение СКО оценки достигает теоретической нижней границы при ОСШ ≥ 16 дБ, 22 дБ, 28 дБ, 34 дБ и 40 дБ для расстояний $R = \frac{R_F}{2}$, R_F , $2R_F$, $4R_F$ и $8R_F$ соответственно. При дальнейшем увеличении ОСШ на каждые 6 дБ СКО оценивания расстояния уменьшается в 2 раза, а при увеличении расстояния в 2 раза СКО увеличивается в 4 раза, что согласуется с теоретической формой (25) при $R > R_F$. Для малых расстояний до источника $R \leq \frac{R_F}{2}$ при больших значениях ОСШ > 40 дБ наблюдается относительное возрастание ошибок измерения (загиб вверх кривой 5 от теоретической нижней границы Крамера–Рао на рис. 4), что, очевидно, связано с использованием квадратичного приближения (приближения Френеля) в области, где сферичность волнового фронта следует учитывать строго.

На основе оценок волновых фронтов принимаемого сигнала были исследованы характеристики представленной на рис. 2 схемы обнаружения источника излучения в ближней зоне (различения гипотез H_0 и H_1).

Для оценки отклонения распределения статистики γ от нормального были найдены ее точные пороговые значения γ_{th} .

Точные пороговые значения γ_{th} для нормированной решающей статистики γ , рассчитанные для фиксированных уровней ложной тревоги (уровней значимости) $\alpha=0,05$ и $0,01$ (односторонний критерий $\gamma > 0$) в диапазоне ОСШ $-9...18$ дБ сведены в таблицу, из которой видно, что при ОСШ > 9 дБ пороговые значения γ_{th} могут быть получены с использованием стандартного нормального распределения.

На основе найденных пороговых значений статистики γ были получены характеристики рассматриваемой схемы обнаружения (см. рис. 2) для различных расстояний R до источника излучения.

На рис. 6 представлены графики зависимости вероятности ошибок различения P_{MD} (Misdistinction Probability) гипотез H_0 и H_1 (пропуска цели) для различных расстояний R до источника излучения, измеряемых в радиусах Френеля R_F , при уровне ложной тревоги $\alpha=0,05$ и $\theta=0^\circ$. Кривые 1 построены с использованием статистики ε^2 (21), а кривые 2 – с применением статистики γ (22). Кривые 3 на рис. 6 соответствуют графикам зависимости вероятности ошибок различения гипотезы H_0 (плоский волновой фронт) от гипотезы H_1 (волновой фронт имеет детерминированную, но неизвестную форму, отличную от плоского), полученным в [18].

Из рис. 6 следует, что использование статистики γ и одностороннего критерия позволяет получить выигрыш в ОСШ порядка 0,7 дБ по сравнению с использованием статистики ε^2 , реализующей двусторонний критерий. В то же время по сравнению с исследованной ранее в [18] решающей статистикой с гипотезой H_1 , не учитывающей сферичность (волновой фронт детерминированный и имеет произвольную форму), выигрыш в ОСШ при применении статистики γ достигает 3 дБ.

Кроме того, приведенные на рис. 6 результаты позволяют сделать конкретные количественные оценки:

для надежного обнаружения источника излучения в ближней зоне (на границе зоны Френеля, $R = R_F$) линейной 8-элементной АР с уровнем значимости $\alpha = 0,05$ и вероятностью ошибки различения $P_{MD} = 10^{-2}$ необходимо иметь на выходах согласованных фильтров (см. рис. 2) значение ОСШ порядка 16,5 дБ;

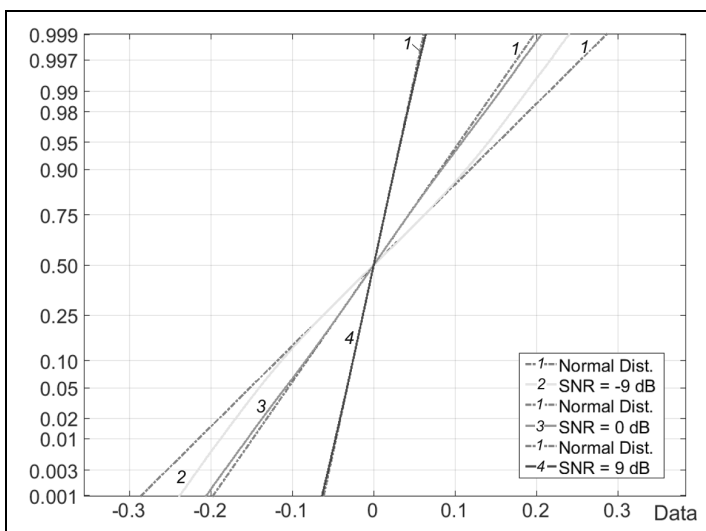


Рис. 5. Графики интегральных функций распределения статистики γ , построенные на «вероятностной бумаге» в результате численного моделирования

Fig. 5. Cumulative distribution functions of statistics γ , constructed on "probabilistic paper" as a result of numerical simulations

Таблица. Пороговые значения γ_{th} для нормированной решающей статистики

ОСШ, дБ	Уровень ложной тревоги α	
	0,05	0,01
-9	1,6308	2,1801
-6	1,6355	2,1968
-3	1,6467	2,2502
0	1,6553	2,3660
3	1,6310	2,4666
6	1,6245	2,3889
9	1,6411	2,3445
12	1,6439	2,3349
15	1,6444	2,3309
18	1,6452	2,3298
Нормальное	1,6449	2,3263

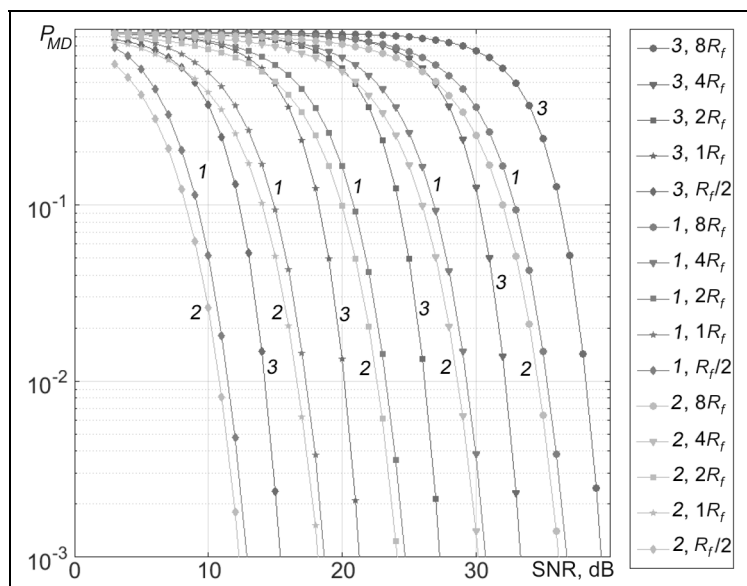


Рис. 6. Графики зависимости вероятности ошибок различения P_{MD} гипотез H_0 и H_1 (пропуска цели) от ОСШ при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$ и $\theta = 0^\circ$

Fig. 6. The probability of errors P_{MD} in distinguishing hypotheses H_0 and H_1 (missing the target) versus the signal-to-noise ratio with a false alarm probability $\alpha = 0.05$ and $\theta = 0^\circ$

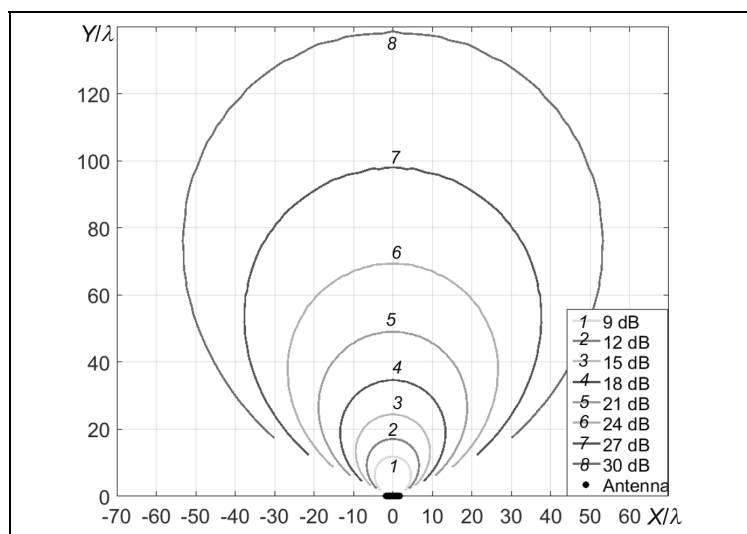


Рис. 7. Изолинии вероятностей правильного обнаружения $P_{RD}=0,95$ источника излучения в окрестности 8-элементной линейной АР и необходимые для этого уровни ОСШ на выходах согласованных фильтров при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$

Fig. 7. Isolines of probabilities of right detection $P_{RD}=0,95$ of the radiation source in the vicinity of an 8-element linear antenna array and the necessary signal-to-noise ratio levels needed for that at the outputs of matched filters for a false alarm probability $\alpha = 0.05$

фильтров составит 22,5 дБ. Используя результаты, представленные на рис. 6, легко видеть, что при таком уровне ОСШ данная система для уровня значимости (ложной тревоги) $\alpha = 0,05$ с высокой вероятностью правильного обнаружения ($P_{RD} = 1 - P_{MD} = 0,99$) позволит обнаруживать мобильное устройство на расстоянии до 6 м ($R = 2R_F$). Если источник сигнала имеет постоянную мощность излучения, не зависящую от расстояния, то следует учитывать, что при увеличении расстояния до источника в 2 раза мощ-

при уменьшении расстояния до источника излучения в 2 раза ($R = \frac{R_F}{2}$) для достижения той же вероятности ошибки различения необходимый уровень ОСШ уменьшается приблизительно на 6 дБ, а при каждом удвоении расстояния ($R = 2R_F$, $R = 4R_F$, $R = 8R_F$), ОСШ на выходах согласованных фильтров следует увеличивать на 6 дБ.

На рис. 7 представлены полученные в результате исследования зоны обнаружения в окрестности 8-элементной линейной АР (размеры даны в длинах волн) в виде изолиний вероятностей правильного обнаружения $P_{RD} = 0,95$ при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$ в зависимости от положения источника излучения (расстояния R и направления θ) с указанием необходимых для этого уровней ОСШ на выходах согласованных фильтров. Из рис. 7 видно, что для обеспечения высокой вероятности правильного обнаружения требуется достаточно большое ОСШ. Проведенные оценки показали, что при нахождении источника в ближней зоне такое значение ОСШ легко достигается при относительно малых мощностях излучения.

Отметим, что необходимые ОСШ на выходах согласованных фильтров в рассмотренной постановке задачи различения волновых фронтов сигнала могут быть достигнуты путем увеличения длительности обрабатываемого полезного сигнала.

Например, для конкретного мобильного устройства, работающего в диапазоне 2,4 ГГц (длина волны $\lambda = 12,5$ см) вблизи точки доступа с 8-элементной линейной АР, граница зоны Френеля $R_F = 3$ м. Тогда, предполагая, что обнаружение сигнала мобильного устройства проводится на основе обработки $N = 32$ отсчетов известной преамбулы передаваемого им пакета, получим, что при входном ОСШ, равном примерно 7,5 дБ, ОСШ на выходе согласованных

ность принимаемого антенными элементами в свободном пространстве сигнала уменьшится на 6 дБ. В этом случае для сохранения вероятностей ошибок типа «ложной тревоги» и «пропуска цели» на заданных уровнях мощность источника должна быть увеличена на 12 дБ, что необходимо принимать во внимание при расчете размеров зон обнаружения АР источников излучения заданной мощности.

На рис. 8 приведены результаты расчета зон покрытия в виде изолиний вероятностей правильного обнаружения P_{RD} для двух источников с небольшой мощностью излучения (–15 дБм и 0 дБм) при фиксированной вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$. Расчет уровней ОСШ на 8-элементной АР с апертурой $D = 3,5\lambda = 0,44$ м осуществляли с учетом затухания в свободном пространстве для сигналов с несущей частотой 2,4 ГГц и полосой 20 МГц, типичной для систем связи Wi-Fi IEEE 802.11.

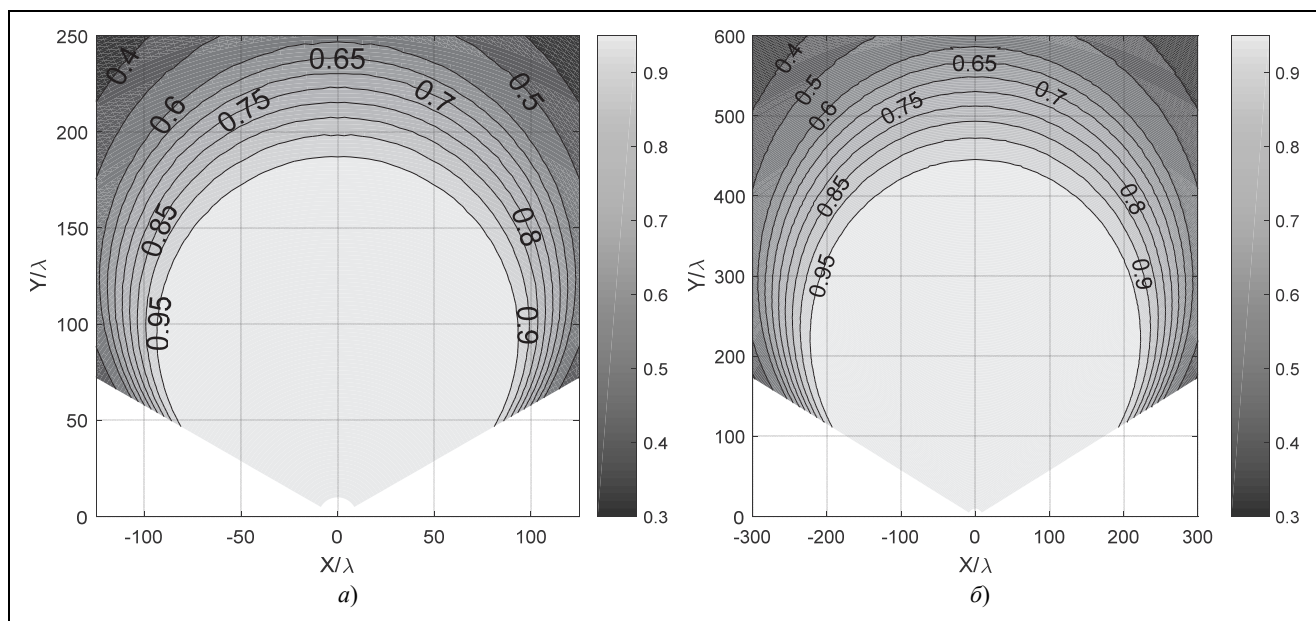


Рис. 8. Изолинии вероятностей правильного обнаружения $P_{RD} = \text{const}$ для источников с мощностью излучения –15 дБм (а) и 0 дБм (1 мВт) (б) при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$

Fig. 8. Isolines of probabilities of right detection $P_{RD} = \text{const}$ for sources with a transmitted power of –15 dBm (a) and 0 dBm (1 mW) (b) for a false alarm probability of $\alpha = 0.05$

Из рис. 8 следует, что даже для источника с очень маленькой мощностью $P_{TX} = -15$ дБм (рис. 8,а) зона уверенного обнаружения (с $P_{RD} > 0,8$) составляет порядка 220 длин волн, что для рассматриваемого случая соответствует приблизительно 27 м, в то время, как для мобильного устройства с типичной мощностью $P_{TX} = 0$ дБм (1 мВт) такая зона уверенного обнаружения будет составлять примерно 510 длин волн или 62 м (рис. 8,б).

Заключение

Приведены результаты исследования характеристик системы пассивного обнаружения, а также измерения расстояния и направления на источник излучения, находящегося в ближней зоне многоэлементной АР.

На основе анализа формы волнового фронта сигнала найдены максимально правдоподобные оценки для направления на источник излучения и расстояния до него и определены значения ОСШ, при которых точности полученных оценок достигают теоретических нижних границ Крамера–Рао.

Для обнаружения источника излучения в ближней зоне рассмотрены две решающие статистики: 1) квадрат разности оценок волновых векторов в случае гипотез H_0 и H_1 ; 2) оценка коэффициента нелинейной (квадратичной) регрессии. Установлена их взаимосвязь и показано, что вторая статистика является более удобной, поскольку при относительно небольших ОСШ ее распределение при гипотезе H_0 стано-

вится близким к центрированному нормальному распределению, что позволяет достаточно просто находить пороговые значения статистики для любых вероятностей ложной тревоги (уровней значимости).

Построены кривые обнаружения для различных расстояний от источника излучения до антенной системы и определены зоны уверенного обнаружения источника излучения. В качестве примера выполнен расчет зон покрытия (изолиний вероятностей правильного обнаружения) для мобильного устройства, работающего в сети Wi-Fi IEEE 802.11. В результате расчета установлено, что для такого источника с относительно небольшой мощностью излучения 1 мВт зона уверенного (с вероятностью $P_{RD} > 0,8$) обнаружения 8-элементной AP при фиксированной вероятности ложной тревоги $\alpha = 0,05$ составляет порядка 510 длин волн, что для рассматриваемого случая соответствует приблизительно 62 м.

Список источников

1. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill Education. 2014. 617 p.
2. Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in wireless communications systems. John&Wiley Sons. 2014.
3. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. V. 37. № 5. P. 720–741. DOI: 10.1109/29.17564.
4. Stoica P., Besson O., Gershman A.B. Direction-of-arrival estimation of an amplitude-distorted wavefront // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. V. 49. № 2. P. 269–276. DOI: 10.1109/78.902109.
5. Ma Y., Zhou G., Wang S. Wi-Fi sensing with channel state information: A survey // ACM Computing Surveys. 2019. V. 52. № 3. P. 1–36. DOI: 10.1145/3310194.
6. Wang Z. et al. A Survey on CSI-Based Human Behavior Recognition in Through-the-Wall Scenario // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 78772–78793. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2922244.
7. Lomayev A., da Silva C.R.C.M., Maltsev A., Cordeiro C., Sadri A.S. Passive Presence Detection Algorithm for Wi-Fi Sensing // Radioengineering. V. 29. № 3. P. 540–547. DOI: 10.13164/re.2020.0540.
8. Korso M.N.E., Boyer R., Renaux A., Marcos S. Conditional and Unconditional Cramér–Rao Bounds for Near-Field Source Localization // IEEE Transactions on Signal Processing. 2010. V. 58. № 5. P. 2901–2907. DOI: 10.1109/TSP.2010.2043128.
9. Torres A.D.J., D’Amico A.A., Sanguinetti L., Win M.Z. Cramér-Rao Bounds for Near-Field Localization // 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2021. P. 1250–1254. DOI: 10.1109/IEEECONF53345.2021.9723347.
10. He J., Shu T. Effect of Approximate Planar Wavefront on Far-Field Direction Finding // IEEE Communications Letters. 2022. V. 26. № 3. P. 657–661. DOI: 10.1109/LCOMM.2021.3133542.
11. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. New York: Prentice Hall. 2013.
12. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A., Sergeev V.A. The Wavefront Estimation and Signal Detection in MultiElement Antenna Arrays at Low SNR // 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS). Bern, Switzerland. 2018. P. 497–501. DOI: 10.1109/EECS.2018.00097
13. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. The performance of the GLRT for the spatial signals detection with a small number of observations // IEEE Signal Processing Letters. 2004. P. 841–844.
14. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Decision Statistics for Incoherent Signal Detection in Multi-Element Antenna Arrays // Radiophysics and Quantum Electronics. V. 61. № 2. P. 146–160.
15. Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design. 2nd ed. John Wiley & Sons, INC. 1996
16. Горелук Г.С. Колебания и волны. Введение в акустику, радиофизику и оптику / Под ред. С.М. Рытова. Изд. 3-е. М.: Физматлит. 2007.
17. Sergeev V.A., Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Testing the Hypothesis of a Plane Wavefront of a Signal Received by a Multi-Element Antenna Array // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). 2022. P. 1–5. DOI: 10.1109/WECONF55058.2022.9803550.

Информация об авторах

Олеся Викторовна Болховская – к.ф.-м.н., доцент,
доцент кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи
SPIN-код: 5314-9866

Виктор Сергеевич Сергеев – аспирант, мл. науч. сотрудник
кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи
SPIN-код: 9010-9895

Александр Александрович Мальцев – д.ф.-м.н., профессор,
зав. кафедрой статистической радиофизики и мобильных систем связи
SPIN-код: 1473-1848

Статья поступила в редакцию 01.06.2022
Одобрена после рецензирования 14.06.2022
Принята к публикации 31.08.2022

A passive system for source detection and distance measurement based on signal wavefront estimation

O.V. Bolkhovskaya¹, V.A. Sergeev², A.A. Maltsev³

¹⁻³ National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)

¹ obol@rf.unn.ru; ² v.a.sergeyev94@gmail.com; ³ maltsev@rf.unn.ru

Abstract

In this paper, we consider the problem of detection and wavefront estimation for a known deterministic signal received by a multi-element antenna array. The problem of testing two hypotheses about the wavefront of the signal is solved. The first one is the null hypothesis H_0 – the wavefront of the useful signal is plane with an unknown angle-of-arrival (AoA), which corresponds to the assumption of the point radiation source and its location in the far-field zone (Fraunhofer zone). The second one is the alternative hypothesis H_1 – the wavefront of the useful signal is spherical, it is received from the unknown direction and distance from the point radiation source, which corresponds to the assumption that the source is located in the near-field zone (Fresnel zone).

To solve this complex problem of "detection – estimation – distinction", an approach based on a modified GLRT test (Generalized Likelihood Ratio Test) is used. It should be noted that the standard GLRT approach used to distinguish between two composite hypotheses [Lehmann 1959, Kay 1993] implies replacing unknown signal parameters with their maximum likelihood (ML) estimates for each of the formulated hypotheses and using the likelihood ratio as a decision statistics. In this paper, in contrast to the standard GLRT approach, two original decision statistics, based on the obtained ML estimates of the useful signal wavefront, are proposed. The first decision statistic ε_2 is formed as the square modulus of the difference between the estimates of the wavefront vectors for each of the hypotheses. As the second statistic, the estimated value of the coefficient γ , which stands before the quadratic term of the nonlinear regression model of the phase trend approximation on the elements of the antenna array, is used. An analytical expression is found that establishes a direct relationship between the statistics ε_2 and γ . A detailed study of the properties of the proposed decision statistics has shown that the statistic γ is more convenient for practical usage, since its distribution function, assuming the hypothesis H_0 , at relatively small values of the signal-to-noise ratio (SNR > 9 dB) becomes close to the Gaussian (Normal) probability density function (PDF). Therefore, the threshold values γ_{th} of this statistic can be easily obtained using a standard normal PDF.

A signal processing scheme for the multi-element antenna array is proposed. A linear equidistant M -element antenna array ($M=8$) with a distance between elements equal to half the wavelength is considered. The characteristics of the algorithms for estimating the wavefront of the signal, the signal AoA and the distance to the radiation source, as well as the radiation source detection in the near-field Fresnel zone are studied by intensive simulations.

The accuracy of estimating the signal AoA and the distance to the source are investigated. The levels of the SNR at which these estimates practically reach the theoretical Cramer-Rao lower bound (CRLB) are found.

As an example, the confident detection zones for a base station with an 8-element antenna array are constructed for a mobile device operating in the 2.4 GHz band in Wi-Fi (IEEE Std. 802.11) network. It is shown that for such a scenario, a device with a typical transmitter power of 1 mW will be confidently detected (with a probability of right detection equals 0.8) based on receiving and processing only the first 2-4 symbols of the short preamble of one transmitted packet with a false alarm probability of 0.05 at distances of about 62 meters (510 wavelengths).

Keywords

Multi-element antenna arrays, wavefront estimation, signal detection, signal parameter estimation

For citation

Bolkhovskaya O.V., Sergeev V.A., Maltsev A.A. A passive system for source detection and distance measurement based on signal wavefront estimation. Radiotekhnika. 2022. V. 86. № 9. P. 98–112. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202209-11> (In Russian)

References

1. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill Education. 2014. 617 p.
2. Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in wireless communications systems. John & Wiley Sons. 2014.
3. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. V. 37. № 5. P. 720–741. DOI: 10.1109/29.17564.
4. Stoica P., Besson O., Gershman A.B. Direction-of-arrival estimation of an amplitude-distorted wavefront. IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. V. 49. № 2. P. 269–276. DOI: 10.1109/78.902109.
5. Ma Y., Zhou G., Wang S. Wi-Fi sensing with channel state information: A survey. ACM Computing Surveys. 2019. V. 52. № 3. P. 1–36. DOI: 10.1145/3310194.
6. Wang Z. et al. A Survey on CSI-Based Human Behavior Recognition in Through-the-Wall Scenario. IEEE Access. 2019. V. 7. P. 78772–78793. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2922244.
7. Lomayev A., da Silva C.R.C.M., Maltsev A., Cordeiro C., Sadri A.S. Passive Presence Detection Algorithm for Wi-Fi Sensing. Radioengineering. V. 29. № 3. P. 540–547. DOI: 10.13164/re.2020.0540.
8. Korso M.N.E., Boyer R., Renaux A., Marcos S. Conditional and Unconditional Cramér-Rao Bounds for Near-Field Source Localization. IEEE Transactions on Signal Processing. 2010. V. 58. № 5. P. 2901–2907. DOI: 10.1109/TSP.2010.2043128.

9. Torres A.D.J., D'Amico A.A., Sanguinetti L., Win M.Z. Cramér-Rao Bounds for Near-Field Localization. 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2021. P. 1250–1254. DOI: 10.1109/IEEECONF53345.2021.9723347.
10. He J., Shu T. Effect of Approximate Planar Wavefront on Far-Field Direction Finding. IEEE Communications Letters. 2022. V. 26. № 3. P. 657–661. DOI:10.1109/LCOMM.2021.3133542.
11. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. New York: Prentice Hall. 2013.
12. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A., Sergeev V.A. The Wavefront Estimation and Signal Detection in MultiElement Antenna Arrays at Low SNR. 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS). Bern, Switzerland. 2018. P. 497–501. DOI: 10.1109/EECS.2018.00097
13. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. The performance of the GLRT for the spatial signals detection with a small number of observations. IEEE Signal Processing Letters. 2004. P. 841–844.
14. Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Decision Statistics for Incoherent Signal Detection in Multi-Element Antenna Arrays. Radiophysics and Quantum Electronics. V. 61. № 2. P. 146–160.
15. Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design. 2nd ed. John Wiley & Sons, INC. 1996
16. Gorelik G.S. Kolebanija i volny. Vvedenie v akustiku, radiofiziku i optiku. Pod red. S.M. Rytova. Izd. 3-e. M.: Fizmatlit. 2007 (In Russian).
17. Sergeev V.A., Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Testing the Hypothesis of a Plane Wavefront of a Signal Received by a Multi-Element Antenna Array. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). 2022. P. 1–5. DOI: 10.1109/WECONF55058.2022.9803550.

Information about the authors

Olesya V. Bolkhovskaya – Ph.D. (Phys.-Math.), Associate Professor

Victor A. Sergeev – Post-graduate Student, Junior Research Scientist

Alexander A. Maltsev – Dr.Sc. (Phys.-Math.), Professor, Head of Department

The article was submitted 01.06.2022

Approved after reviewing 14.06.2022

Accepted for publication 31.08.2022