



УДК 621.396.965

М. Е. Шевченко, Д. О. Задирако, Д. Н. Файзуллина, В. Н. Малышев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
"ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
Н. С. Стенюков, М. С. Шмырин
АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург)

Методы и алгоритмы панорамного радиомониторинга при малоэлементных антенных решетках¹

Представлены методы панорамного радиомониторинга и разработанные на их основе алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования в широкой полосе частот. Приведены структурные схемы и панорамы, иллюстрирующие результаты работы алгоритмов.

Антенная решетка, совместное обнаружение и пеленгование, оценка азимута и угла места, КВ-, УКВ-диапазоны, источники радиоизлучения, перекрытие спектров, фазовое пеленгование

Совместные исследования сотрудников кафедры радиоэлектронных средств (РЭС) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и АО «НИИ "Вектор"» по совершенствованию и дальнейшему развитию методов ведения радиомониторинга в сложных условиях сигнально-помеховой обстановки проводились в течение многих лет. Под руководством проф. В. А. Богдановича с 1970-х гг. проводились теоретические и экспериментальные исследования в области обнаружения, различения и оценивания сигналов в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки. Полученные результаты отражены в десятках статей и в монографиях [1], [2]. Этой тематике посвящались диссертационные исследования, выпускные работы студентов.

Базовая кафедра средств специальной радиоэлектроники, действующая в АО «НИИ "Вектор"» с 1978 г., внедряет новые образовательные технологии обучения через исследования, базирующиеся на привлечении студентов в процессе обучения к выполнению конкретных задач предприятия в таких областях, как разработка средств и методов автоматизации процессов обработки

сигналов; разработка систем управления и связи комплексов радиоэлектронной техники; разработка средств радиомониторинга на базе универсальных программируемых приемоанализирующих цифровых модулей; разработка аппаратно-программных средств пеленгования и местоопределения комплексов радиоэлектронной аппаратуры; разработка аппаратно-программных средств для обработки сигналов со сложной частотно-временной структурой и сигналов систем мобильной связи.

Приобретенный опыт позволил совершенствовать существующие методы ведения радиомониторинга и разработать новые подходы и алгоритмы.

Основными задачами панорамного радиомониторинга являются обнаружение сигналов от источников радиоизлучения (ИРИ), оценка несущей частоты обнаруженных сигналов и пеленгование ИРИ, заключающееся в оценивании направлений прихода сигналов от ИРИ. Направление прихода сигналов от ИРИ характеризуется азимутом и углом места, которые иногда объединяют в понятие *угловые координаты* (УК) ИРИ. Задачей отслеживания интересующего ИРИ кроме пеленгования (оценивания частоты, азимута и угла места) является определение вида модуляции сигнала и его перехват.

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Минобрнауки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

Панорамный радиомониторинг проводится в широкой полосе обзора (100 кГц...1 МГц и более) и характеризуется высоким уровнем априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки, выражающейся в следующем:

- произвольном расположении соседних сигналов по частоте, возможном перекрытии их спектров из-за внеполосного излучения, несоблюдения условий электромагнитной совместимости, недостаточного ослабления сигнала от удаленного ИРИ в месте проведения радиомониторинга;
- неизвестном уровне шума в различных частотных диапазонах и его частотной окрашенности;
- произвольной заполненности просматриваемого частотного диапазона;
- произвольной длительности сигналов от ИРИ;
- неизвестном виде модуляции сигналов от ИРИ.

Обнаружение сигналов и оценивание УК ИРИ при панорамном радиомониторинге удобно проводить методами частотной селекции, позволяющими легко разделить сигналы с различными частотами. Эти операции реализуемы в реальном времени благодаря быстродействующим алгоритмам БПФ.

Наряду с этим в научной литературе для панорамного радиомониторинга широко развиваются методы, основанные на выделении сигнального и шумового подпространств. При таком подходе обнаружение и оценивание азимута и угла места сигналов ИРИ производятся во временной области на основе MUSIC- или ESPRIT-подхода [3], [4]. Эти методы вычислительно более затратны, однако обеспечивают большую точность пеленгования и возможность восстановления квадратурных составляющих сигнала ИРИ даже при перекрытии их спектров.

Алгоритмы обнаружения и пеленгования целесообразно разрабатывать на основе подхода совместного обнаружения и оценивания. Термин "совместный" означает, что обнаружение сигналов ИРИ и оценивание направлений их прихода происходит по одним и тем же наблюдаемым выборкам.

Совмещение процессов обнаружения и оценивания УК ИРИ позволяет повысить скорость обзора частотного диапазона по сравнению с методами, в которых обнаружение в широкой полосе частот и пеленгование на фиксированной частоте производятся различными устройствами или на основе анализа различных принятых данных. Кроме того, совмещение позволяет обнаруживать ИРИ с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и определять их УК, определять УК источников кратковременных сигналов, длительность которых не превосходит времени,

требуемого для настройки пеленгатора на заданную частоту при разделении функций обнаружения в широкой полосе и пеленгования.

При панорамном радиомониторинге неопределенность частот ИРИ требует применения точечных алгоритмов обнаружения и пеленгования. Точечные алгоритмы обнаруживают сигнальные составляющие и формируют оценку УК ИРИ для каждого частотного отсчета (ЧО). В интервальных алгоритмах, в отличие от точечных, обнаружение проводится во всем частотном интервале, для которого формируется единственная оценка [5]. В связи с этим интервальные алгоритмы целесообразно применять при слежении за интересующим ИРИ в узкой полосе. Реализовать их в широкой полосе обзора в реальном времени более сложно.

Наблюдаемыми данными для радиомониторинга являются выборки из комплексных отсчетов квадратурных составляющих процессов, принятых M -канальным радиоприемным устройством (РПУ), подключенным к M элементам антенной решетки (АР). Выборки формируются на выходах линейных трактов приемника (ЛТП) в результате квадратурного преобразования (КП) и АЦП. Предполагается идентичность АЧХ и ФЧХ трактов приема. В реальных условиях полной идентичности не достигается; для ее повышения применяются специальные методы и алгоритмы калибровки (см., например, [6]).

Для каждого m -го канала формируется матрица отсчетов с размерами $N \times L$:

$$XT_m = (xt_m)_{nl}, \quad m = \overline{0, M-1}, \quad l = \overline{1, L}, \quad n = \overline{1, N}. \quad (1)$$

При наличии в наблюдаемых данных сигналов от $d > 0$ ИРИ и принятых допущениях n -е элементы матриц записываются в виде

$$\begin{aligned} (xt_m)_{nl} = & \sum_{k=1}^d \left\{ b_k s_k \left[\frac{n + (l-1)N}{f_d} \right] \times \right. \\ & \times \exp \left[j 2\pi f_k \frac{n + (l-1)N}{f_d} \right] \exp(j\gamma_{mk}) \left. \right\} + \\ & + (\xi_m)_{nl}, \quad m = \overline{0, M-1}, \quad l = \overline{1, L}, \end{aligned}$$

где d – общее число сигналов в наблюдаемых данных в широкой полосе обзора; b_k – амплитуда k -го сигнала ИРИ; s_k – нормированная комплексная огибающая k -го сигнала в нулевом канале РПУ; f_k – частота k -го сигнала после преобразования центральной частоты просматриваемой полосы на нулевую частоту; f_d – частота

дискретизации; $\gamma_{mk} = f(\theta_k, \beta_k)$ – фазовый сдвиг реализации k -го сигнала в m -м канале РПУ относительно нулевого канала ($\gamma_{0k} = 0$) (θ_k, β_k – азимут и угол места k -го сигнала); ξ_m – реализации шума неизвестного уровня.

Использование M -элементных линейных (не круговых) АР позволяет обнаружить $M - 1$ ИРИ и потенциально сформировать оценки $M - 2$ ИРИ на одной частоте. Увеличение числа антенн M также способствует повышению точности формируемых оценок азимута и угла места, однако требует увеличения количества когерентных каналов приемника или реализации коммутируемых трактов приема.

Увеличение количества антенн, особенно при радиомониторинге в КВ-диапазоне приводит к нежелательному для мобильных средств увеличению габаритов и массы радиоаппаратуры, снижению скорости ее развертывания на местности.

При синтезе алгоритмов совместного обнаружения и пеленгования на основе методов с частотной селекцией возможны две стратегии, различающиеся последовательностью проведения обнаружения и пеленгования ИРИ.

Стратегия первичного обнаружения и вторичного пеленгования заключается в первичном энергетическом обнаружении сигналов с последующим пеленгованием в отсчетах, в которых обнаружены сигнальные составляющие. Согласно

этой стратегии обнаружение основано на сравнении статистики, определяемой амплитудными или энергетическими спектрами принятых процессов $Sf(n)$ (n – номер ЧО) на интервале наблюдения, с порогом заданного уровня вероятности ложной тревоги (рис. 1, а). Для стабилизации ложной тревоги требуется оценка уровня шума. Оценки азимута $\bar{\theta}$ и угла места $\bar{\beta}$ формируются только в ЧО, в которых обнаружены сигнальные составляющие. Пример частотно-азимутальной панорамы, сформированной на основании энергетического обнаружения (рис. 1, а) представлен на рис. 1, б.

Стратегия первичного пеленгования и вторичного обнаружения состоит в первичном формировании оценок азимута и угла места ИРИ в каждом ЧО, по которым затем выносится решение о наличии или об отсутствии сигнала от ИРИ. В этой стратегии оценки азимута формируются для каждого ЧО. Признаком сигнальных ЧО является группировка оценок азимута, тогда как оценки, сформированные из шумовых отсчетов, распределены по всей области значений от 0 до 360° (рис. 2, а). Вторичное обнаружение основано на фиксации областей группировки оценок (рис. 2, б). Решающей статистикой может служить дисперсия оценки азимута в отсчете. При таком подходе не требуется формирование оценки уровня шума, но для обнаружения необходимо не менее 10 сформированных оценок азимута.

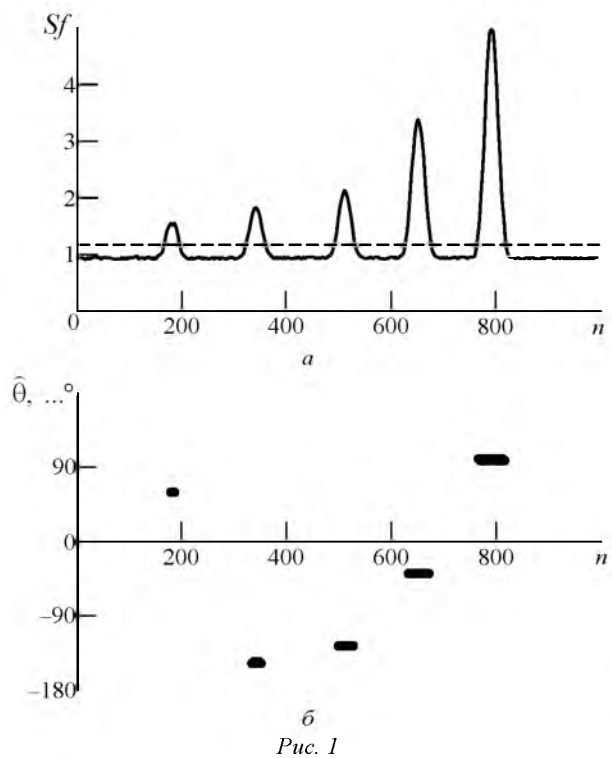


Рис. 1

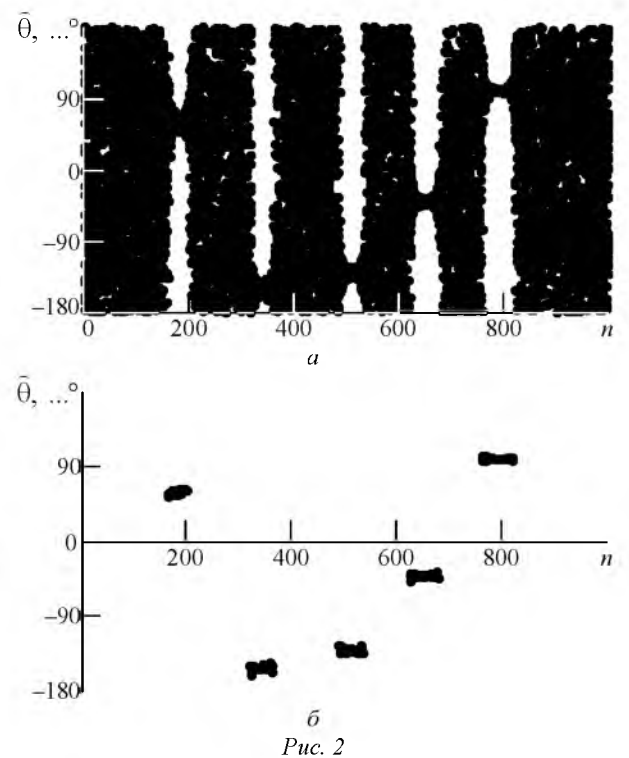


Рис. 2

Сравнение указанных стратегий обнаружения и пеленгования ИРИ при отсутствии перекрытия спектров соседних сигналов показало следующее:

1. При одних и тех же данных вторичное обнаружение по оценкам азимута не имеет преимуществ в пороговом отношении "сигнал/шум" перед первичным энергетическим обнаружением по амплитудному спектру.

2. Вычисление оценок азимута в каждом ЧО и последующее обнаружение требует больших вычислительных ресурсов и объема хранимых в памяти данных по сравнению с обнаружением по амплитудному спектру и дальнейшим пеленгованием в отсчетах, в которых присутствуют сигнальные составляющие.

3. Стратегия первичного энергетического обнаружения по амплитудному спектру и последующее пеленгование в сигнальных ЧО при одном и том же объеме наблюдаемых данных обеспечивает лучшую точность оценок азимута по сравнению с оценками, сформированными по стратегии первичного пеленгования.

Следует ожидать снижения эффективности вторичного обнаружения по оценкам азимута в условиях многолучевого распространения при пеленговании сильных сигналов из-за появления аномальных оценок азимута [7]. Вторичное обнаружение по оценкам азимута недопустимо при наличии в ЧО составляющих сигнала от нескольких ИРИ, так как в ЧО будет формироваться только одна недостоверная (смещенная) оценка азимута, которая не соответствует ни одному ИРИ.

Характеристики обнаружения и точности пеленгования, а также вычислительные преимущества свидетельствуют о целесообразности практической реализации первичного обнаружения по

амплитудному спектру и вторичного пеленгования в ЧО, содержащих сигналы.

Для определения уровня шума в каналах используется устойчивая при 80 %-й заполненности частотного диапазона квантильная оценка уровня шума по цензурированной выборке отсчетов периодограммы [8].

Совместное обнаружение и пеленгование на основе методов с частотной селекцией выполняется по схеме, приведенной на рис. 3. Матрица наблюдаемых данных $X T_m$, $m = \overline{0, M-1}$, (1) преобразуется в частотную область: $X_m = (x_m)_{nl}$, $n = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$, где

$$(x_m)_{nl} = \sum_{i=1}^N (x t_m)_{il} w(i) \exp\left(\frac{-j2\pi n}{N} i\right),$$

$$n = \overline{1, N}, l = \overline{1, L},$$

причем $w(\cdot)$ – функция временного окна.

L выборок образуют спектрограмму, из которой формируется накопленный амплитудный спектр данных m -го канала, взаимный спектр данных каналов, оценивается уровень шума, обнаруживаются частотные составляющие сигналов; определяются ЧО, в которых присутствуют составляющие одного сигнала; на основе проверки принадлежности составляющих в соседних ЧО одному сигналу формируются оценки частотных интервалов сигналов и оценки УК $\{\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k\}$ фазовым методом.

Минимальное число антенн, необходимое для однозначного формирования оценок азимута и угла места, равно трем ($M = 3$) (рис. 4, a, Δ – расстояние между элементами АР).

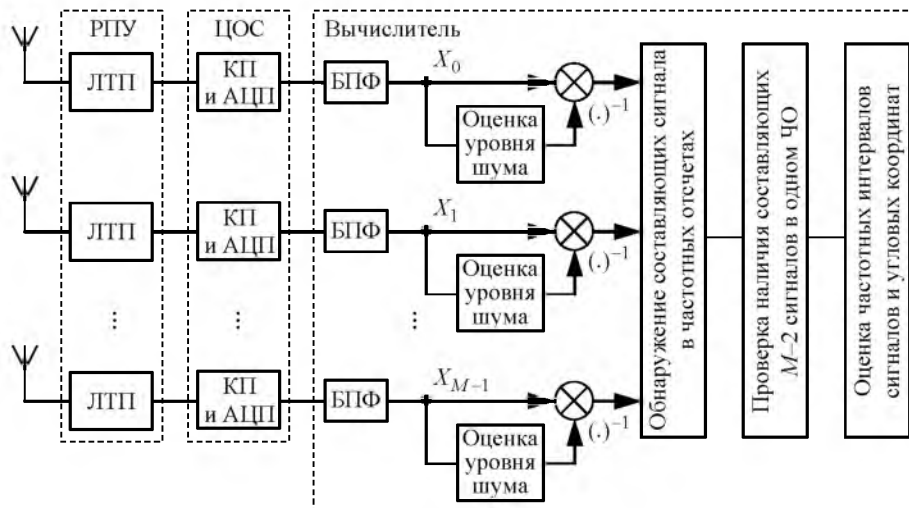


Рис. 3

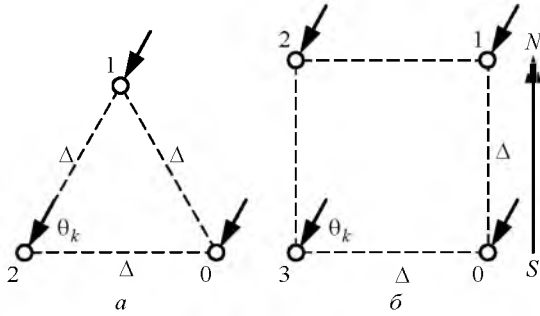


Рис. 4

Алгоритм, реализованный в вычислителе (рис. 3), позволяет обнаружить сигналы от ИРИ и сформировать несмещенные оценки азимута и угла места при отсутствии перекрытия спектра соседних сигналов. Однако при наличии всего лишь трех антенн в АР невозможно сформировать оценки перекрывающихся по спектру ИРИ на одной частоте. Поэтому для исключения формирования недостоверных оценок для ЧО, в которых присутствует несколько сигналов, оценки азимута не формируются.

Переход от равнобедренной трехэлементной АР (рис. 4, а) к четырехэлементной квадратной АР (рис. 4, б) ($M = 4$) в КВ-диапазоне позволяет формировать оценки азимута двух ИРИ, частично или полностью перекрывающихся по спектру. Четырехэлементная квадратная АР обладает свойством двойной инвариантности к сдвигу, которое использовано при разработке алгоритма [9]. Двойная инвариантность АР (рис. 4, б) к сдвигу проявляется в следующем:

- фазовые сдвиги k -го сигнала в подрешетке, образованной антеннами 0, 1, преобразуются в фазовые сдвиги подрешетки 3, 2 домножением на множитель $\exp(j2\pi\Delta'_k \sin \theta_k \cos \beta_k)$:

$$\begin{bmatrix} \exp(j\gamma_{3k}) \\ \exp(j\gamma_{2k}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(j\gamma_{0k}) \\ \exp(j\gamma_{1k}) \end{bmatrix} \cdot \exp(j2\pi\Delta'_k \sin \theta_k \cos \beta_k),$$

где $\Delta'_k = f_k \Delta / c$ – расстояние между элементами АР в длинах волн для k -го сигнала; c – скорость света;

- фазовые сдвиги k -го сигнала в подрешетке 0, 3 преобразуются в фазовые сдвиги подрешетки 1, 2 домножением на множитель

$$\exp(j2\pi\Delta'_k \cos \theta_k \cos \beta_k).$$

Основные этапы алгоритма сохранили преемственность используемого в настоящее время алгоритма трехэлементной АР. Реализация алгоритма для четырехэлементной АР потребовала незначительной доработки программного обеспечения.

Для каждого n -го сигнального ЧО формируется выборка

$$Z_n = \begin{bmatrix} (x_{0n})_1 & \dots & (x_{0n})_L \\ (x_{1n})_1 & \dots & (x_{1n})_L \\ (x_{2n})_1 & \dots & (x_{2n})_L \\ (x_{3n})_1 & \dots & (x_{3n})_L \end{bmatrix},$$

составленная из n -х элементов матрицы (1). Вычисляется корреляционная матрица $R = Z_n Z_n^H$ ("H" – символ эрмитова сопряжения), которая раскладывается по собственным векторам

$$E = [E_0 \ E_1 \ E_2 \ E_3],$$

$$E_i = [E_{0i} \ E_{1i} \ E_{2i} \ E_{3i}]^T, \quad i = \overline{0, 3}$$

("T" – символ транспонирования) и собственным числам $\Lambda = [\lambda_0 \ \lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3]$, $\lambda_0 > \lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$.

Собственные числа Λ сравниваются с порогом, определяемым уровнем вероятности ложной тревоги. Фиксируется количество сигналов от ИРИ, которые присутствуют в n -м ЧО. Если $d \leq 2$, формируется сигнальное подпространство

$$E_s = \begin{cases} E_0, & d = 1, \\ [E_0 \ E_1], & d = 2. \end{cases}$$

Если $d = 2$, то с помощью матричных преобразований с векторами сигнального подпространства формируются оценки Ψ_{x_n} и Ψ_{y_n} операторов поворота:

$$\Psi_{x_n} = \begin{bmatrix} \exp(j2\pi\Delta'_n \times \cos \theta_{n1} \cos \beta_{n1}) & 0 \\ 0 & \exp(j2\pi\Delta'_n \times \cos \theta_{n2} \cos \beta_{n2}) \end{bmatrix};$$

$$\Psi_{y_n} = \begin{bmatrix} \exp(j2\pi\Delta'_n \times \sin \theta_{n1} \cos \beta_{n1}) & 0 \\ 0 & \exp(j2\pi\Delta'_n \times \sin \theta_{n2} \cos \beta_{n2}) \end{bmatrix}.$$

Операторы поворота связывают между собой элементы векторов сигнального подпространства:

$$\begin{bmatrix} E_{31} & E_{32} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{01} & E_{02} \\ E_{11} & E_{12} \end{bmatrix} \Psi_{y_n};$$

$$\begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{01} & E_{02} \\ E_{31} & E_{32} \end{bmatrix} \Psi_{x_n}.$$

С помощью собственных чисел Λ_{y_n} , Λ_{x_n} оценок операторов поворота

$\bar{\Psi}_{x_n} = \mathbf{T}_x \text{diag}(\Lambda_{x_n}) \mathbf{T}_x^H$; $\bar{\Psi}_{y_n} = \mathbf{T}_y \text{diag}(\Lambda_{y_n}) \mathbf{T}_y^H$
 ($\mathbf{T}_x, \mathbf{T}_y$ – собственные векторы оценок операторов поворота) вычисляются оценки азимутов

$$\bar{\theta}_n = (\bar{\theta}_{n1} \quad \bar{\theta}_{n2}) = -\text{arctg} \left[\frac{\arg(\Lambda_{y_n})}{\arg(\Lambda_{x_n})} \right]$$

и углов места

$$\bar{\beta}_n = (\bar{\beta}_{n1} \quad \bar{\beta}_{n2}) = \arccos \sqrt{\arg^2(\Lambda_{y_n}) + \arg^2(\Lambda_{x_n})}.$$

Для определения указанных оценок необходимо, чтобы собственные числа оценок операторов поворота $\bar{\Psi}_{x_n}$ и $\bar{\Psi}_{y_n}$ соответствовали друг другу. Соответствие достигается вычислением взаимной корреляции собственных векторов \mathbf{T}_y и \mathbf{T}_x .

При $d=1$ для вычисления оценок азимута при АР по рис. 4, б можно использовать выражения

$$\hat{\theta}_n = -\text{arctg} \left[\frac{\arg(\hat{\gamma}_{3n})}{\arg(\hat{\gamma}_{1n})} \right]$$

или

$$\hat{\theta}_n = -45 - \text{arctg} \left[\frac{\arg(\hat{\gamma}_{1n}) - \arg(\hat{\gamma}_{3n})}{\arg(\hat{\gamma}_{2n})} \right].$$

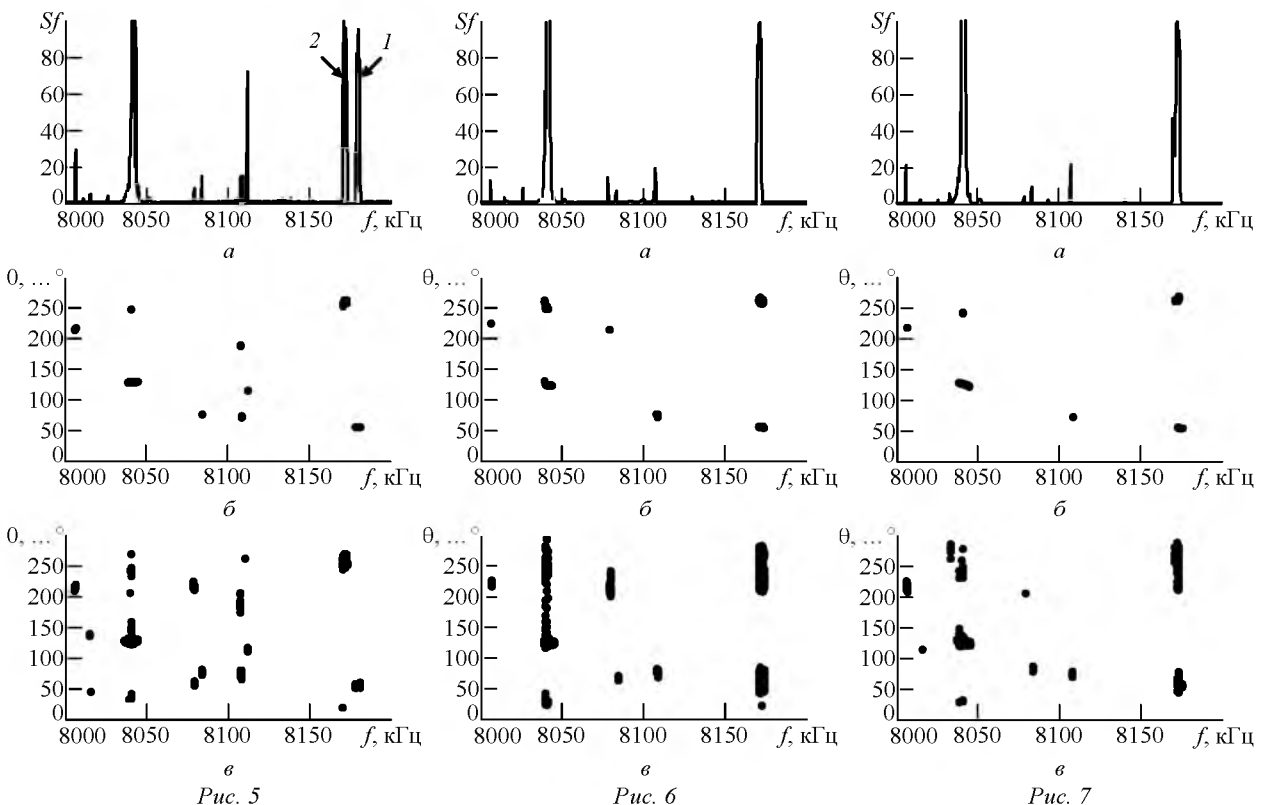
Результаты статистического имитационного моделирования показали, что для формирования несмещенных оценок азимута двух сигналов необходимо иметь $L \geq 30$.

На рис. 5–7 приведены фрагменты амплитудного спектра и частотно-азимутальных панорам реальных записей сигналов, полученных в соответствии со схемой на рис. 3 для $M=4$. Конфигурация АР соответствовала рис. 4, б, расстояние между антеннами $\Delta=5.4$ м. Записи сделаны в полосе 1 МГц, частота дискретизации 1280 кГц. Перекрывание спектров двух сигналов создавалось перестройкой частоты местного гетеродина.

На рис. 5, а изображен фрагмент амплитудного спектра записи без перекрытия спектров гетеродина 1 и эфирного сигнала 2, расположенного левее сигнала гетеродина на частоте 8172 кГц. Частотно-азимутальные панорамы в отсутствие перекрытия изображены на рис. 5, б. Для сравнения на рис. 5, в приведена частотно-азимутальная панорама, полученная непосредственно из фазовых сдвигов ЧО без проверки наличия в них составляющих двух сигналов.

На обеих панорамах в отсутствие перекрытия оценки азимута ИРИ местного гетеродина и эфирного сигнала одинаковы и составляют 260° и 58° . На панораме (рис. 5, б) на частоте 8040 кГц выявлено 2 ИРИ с азимутами 250° и 125° . На рис. 5, б на частоте 8040 кГц оценки азимута не локализованы.

Результаты, соответствующие 100%-му перекрытию спектров гетеродина и эфирного сигнала, приведены на рис. 6, а 30%-му – на рис. 7.



Частотно-азимутальные панорамы на рис. 6, б и 7, б получены с проверкой наличия составляющих двух сигналов на одной частоте. На рис. 6, б, 7, б оценка азимута ИРИ гетеродина примерно одинакова: $260 \pm 2^\circ$, оценка эфирного сигнала 57° . Аномальные оценки, обусловленные интерференцией сигнала гетеродина и эфирного сигнала на частоте 8172 кГц, отсутствуют. На частоте 8040 кГц во всех случаях обнаружены 2 эфирных сигнала и сформированы оценки их азимута.

Для сравнения на рис. 6, в, 7, в изображены частотно-азимутальные панорамы, полученные непосредственно из фазовых сдвигов ЧО без проверки наличия в них составляющих двух сигналов. На указанных панорамах при перекрытии спектров сигнала гетеродина с эфирным сигналом выделяются две области группировки оценок азимута в области перекрытия: $210 \dots 280^\circ$ и $41 \dots 85^\circ$. Однако, во-первых, эти оценки существенно хуже локализованы, чем на рис. 6, б и 7, б соответственно, и, во-вторых, в каждом такте обработки для одного ЧО формировалась только одна оценка азимута, которая принимала одно произвольное значение в зависимости от уровня замираний эфирного сигнала.

Вблизи частоты 8040 кГц на рис. 6, в, 7, в, как и на рис. 5, в, наблюдаются распределенные в широком диапазоне значений оценки азимута. Существенные флуктуации оценок азимута по области значений характерны при некоторых условиях многолучевого распространения сигнала одного ИРИ либо интерференции сигналов нескольких ИРИ.

Поскольку алгоритм с проверкой перекрытия спектров двух сигналов на частоте 8040 кГц сформировал в каждом такте две оценки, которые хорошо локализованы, можно сделать вывод о наличии сигналов двух ИРИ на частоте 8040 кГц.

Совместное обнаружение и пеленгование при круговой коммутируемой M -элементной АР. В УКВ-диапазоне для радиопеленгации применяются круговые коммутируемые M -элементные АР, конструктивно реализованные в одном изделии, что позволяет не тратить время на развертывание на местности.

Коммутация каналов позволяет использовать двух- или трехканальное РПУ вместо M -канального. В этом случае один канал является опорным, а другие – коммутируемыми. Поскольку когерентная обработка при коммутации невозможна, пеленг оценивается на основе оценок разностей фаз опорного и коммутируемых каналов.

Моделью наблюдаемых данных также является матрица (1), за исключением того, что в каждый момент времени доступны отсчеты опорного и подключенного к одной из m коммутируемых антенн канала, $m = \overline{1, M-1}$.

Разности фаз между n -ми ЧО опорного и коммутируемого каналов при круговой АР определяются следующим образом:

$$\gamma_{mm} = \frac{2\pi r}{\lambda_n} \cos \beta_k \left[\cos \left(\theta_k - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \theta_k \right],$$

$$m = \overline{1, M-1},$$

где r – радиус АР; λ_n – длина волны в n -м ЧО.

При выполнении условия $r/\lambda < 0.25$ оценки разностей фаз $\tilde{\gamma}_{mm}$ формируются однозначно, поэтому можно использовать оптимальную оценку азимута

$$\tilde{\theta}_n = \arctg \left[\frac{\sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\gamma}_{mm} \sin \left(\frac{2\pi m}{M} \right)}{\sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\gamma}_{mm} \cos \left(\frac{2\pi m}{M} \right)} \right]. \quad (2)$$

С ростом частоты условие $r/\lambda < 0.25$ нарушается. При этом некоторые оценки разностей фаз становятся неоднозначными и оценить азимут ИРИ по (2) невозможно.

При $r/\lambda > 0.25$ используются оценки, максимизирующие модуль произведения вектора оценок взаимного спектра $\mathbf{Y}_n = \{Y_{mm}\}$ и ожидаемого вектора оценок $\mathbf{G}_n(\tilde{\theta}, \tilde{\beta}) = \{G_{mm}(\tilde{\theta}, \tilde{\beta})\}$, $m = \overline{1, M}$, для имеющегося отношения r/λ_n :

$$\tilde{\theta}_n, \tilde{\beta}_n = \arg \max_{\tilde{\theta}, \tilde{\beta}} |\mathbf{G}_n(\tilde{\theta}, \tilde{\beta}) \mathbf{Y}_n|. \quad (3)$$

Составляющие оценок взаимного спектра определяются следующим образом:

$$Y_{mm} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L [(x_m)_{nl} (x_0^*)_{nl}],$$

а элементы ожидаемого вектора

$$G_{mm}(\tilde{\theta}, \tilde{\beta}) = \exp \left\{ -j \frac{2\pi r}{\lambda_n} \left[\cos \tilde{\beta} \cos \left(\tilde{\theta} - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \tilde{\beta} \cos \tilde{\theta} \right] \right\}.$$

Схема совместного обнаружения и пеленгования сигналов на основе данных M -элементной коммутируемой АР УКВ-диапазона приведена на рис. 8.

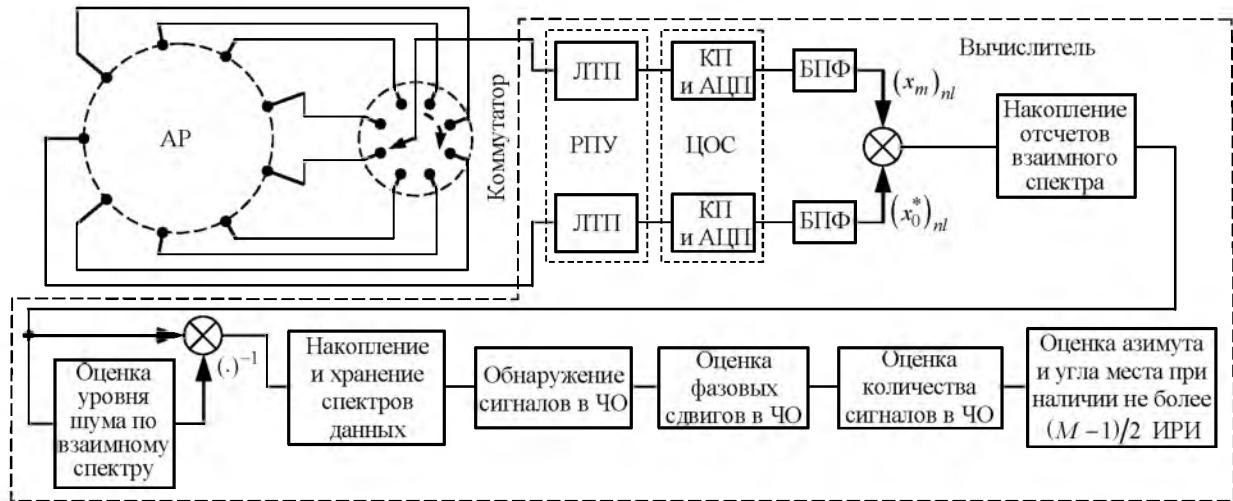


Рис. 8

Временные наблюдаемые данные (1) от коммутируемого и опорного каналов преобразуются с помощью БПФ в частотную область:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{0l} &= [(x_{0l})_{1l} \dots (x_{0l})_{Nl}]; \\ \mathbf{x}_{ml} &= [(x_m)_{1l} \dots (x_m)_{Nl}], \\ m &= \overline{1, M-1}, l = \overline{1, L}. \end{aligned}$$

Далее определяется взаимный спектр

$$(\mathbf{X}_m)_l = [(x_m)_{1l} (x_0^*)_{1l} \dots (x_m)_{Nl} (x_0^*)_{Nl}],$$

оценивается уровень шума взаимного спектра σ_{ml} и взаимный спектр нормируется на этот уровень: $(\mathbf{X}_m)_l / \sigma_{ml}$.

Обнаружение в каждом ЧО выполняется по накопленному суммарному взаимному спектру

$$\mathbf{X} = \frac{1}{L(M-1)} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(\mathbf{X}_m)_l}{\sigma_{ml}}$$

Отсчеты накопленного суммарного взаимного спектра $\mathbf{X} = (X_1 \dots X_N)$ сравниваются с порогом, установленным в соответствии с заданной вероятностью ложной тревоги, и определяются сигнальные ЧО. В сигнальных ЧО определяется число ИРИ, сигнальные составляющие которых присутствуют в отсчете.

Для круговой АР максимальное число ИРИ, для которых на одной частоте можно сформировать практически несмещенные оценки азимута, равно $(M/2 - 1)$ [10].

Сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений, и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой во времени. Поэтому для оценки числа ИРИ следует сформировать матрицу

$$Z_n = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \frac{(x_1)_{n1} (x_0^*)_{n1}}{(x_0)_{n1} (x_0^*)_{n1}} & \dots & \frac{(x_1)_{nL} (x_0^*)_{nL}}{(x_0)_{nL} (x_0^*)_{nL}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{M-1})_{n1} (x_0^*)_{n1}}{(x_0)_{n1} (x_0^*)_{n1}} & \dots & \frac{(x_{M-1})_{nL} (x_0^*)_{nL}}{(x_0)_{nL} (x_0^*)_{nL}} \end{bmatrix},$$

состоящую из взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала:

$$\frac{(x_m)_{nl} (x_0^*)_{nl}}{(x_0)_{nl} (x_0^*)_{nl}}, m = \overline{1, M}, l = \overline{1, L}.$$

Количество значимых сингулярных чисел Z_n или собственных чисел $Z_n Z_n^H$ соответствует числу сигналов, присутствующих в ЧО.

Если это количество равно единице, то для формирования оценок азимута применимы выражения (2) или (3). При наличии более одного сигнала оценки азимута формируются на основе алгоритмов ESPRIT или MUSIC [3], [4], [11] из сингулярных векторов Z_n или собственных векторов $Z_n Z_n^H$.

Коммутирование приемных трактов ограничивает возможности обработки и снижает помехоустойчивость алгоритмов обнаружения и пеленгования. Использование многоканальных когерентных цифровых приемных устройств УКВ-диапазона, разработанных в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" и проходящих натурные испытания, позволит избежать коммутации сигналов элементов АР и реализовать когерентные алгоритмы обработки.

Совместное обнаружение и пеленгование на основе методов выделения сигнального и шумового подпространств. Обнаружение и оце-

нивание производится во временной области на основе MUSIC- или ESPRIT-подхода. Из многоканальных принятых данных формируются корреляционные матрицы наблюдений. Количество собственных чисел или сингулярных чисел такой матрицы, превысивших порог, определенный исходя из заданного уровня вероятности ложной тревоги, указывают число ИРИ, а соответствующие им собственные (сингулярные) векторы образуют сигнальное подпространство. Оставшиеся векторы образуют шумовое подпространство.

При ESPRIT-подходе оценки параметров ИРИ формируются на основе векторов сигнального подпространства, при MUSIC – на основе векторов шумового подпространства.

На основе ESPRIT-подхода разработаны алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования при использовании трех- и семиэлементной АР во временной области, подробно описанные в [11].

Алгоритмы, синтезированные на основе выделения сигнального и шумового подпространств, по принципу действия являются алгоритмами совместного обнаружения и пеленгования.

Дискретизация гармонического колебания обуславливает появление фазовых сдвигов между дискретными отсчетами в выборке. Фазовый сдвиг между n -м и $(n+i)$ -м отсчетами, принадлежащими принятому от k -го ИРИ сигналу, в каждой из временных выборок (1) составляет $\varphi_k = 2\pi f_k i / f_d$. Формирование оценок частот ИРИ, неперекрывающихся по спектру, основано на определении $\hat{\varphi}_k, k = \overline{1, d}$. Тогда оценки частоты $\hat{f}_k = \hat{\varphi}_k f_d / (2\pi i), k = \overline{1, d}$.

Вычисление оценки $\hat{\varphi}_k$ основано на формировании хотя бы одной матрицы, строки которой образованы отсчетами наблюдаемых временных данных канала, сдвинутыми на каждой последующей строке на одну позицию относительно предыдущей [4]. Число строк определяется параметром сдвига $V < NL/2, V > d$.

Для совместного обнаружения и оценивания частоты и УК ИРИ требуется сформировать такие матрицы для каждого m -го канала:

$$ZT_m = \begin{bmatrix} (x_{t_m})_1 & (x_{t_m})_2 & \dots & (x_{t_m})_{NL-V+1} \\ (x_{t_m})_2 & (x_{t_m})_3 & \dots & (x_{t_m})_{NL-V} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_{t_m})_V & (x_{t_m})_{V+1} & \dots & (x_{t_m})_{NL} \end{bmatrix},$$

$m = \overline{0, M-1}$.



Рис. 9

Для получения оценок азимута и угла места формируется матрица

$$Z_m = [ZT_0 \dots ZT_{M-1}]^T,$$

образованная матрицами $ZT_m, m = \overline{0, M-1}$. Вычисляется корреляционная матрица $R = Z_m Z_m^H$, которая раскладывается по собственным векторам и числам. Количество значимых собственных чисел, превысивших установленный порог, определенный заданным уровнем вероятности ложной тревоги, определяет общее число ИРИ в рассматриваемой полосе. При уголкового АР, образованной двумя линейными АР, расположенными под углом друг к другу (рис. 9), в случае $M = 3$ (треугольная АР) на одной частоте можно сформировать оценки только одного ИРИ, при $M = 5$ – двух, при $M = 7$ – трех ИРИ.

Оценки азимута, угла места и частоты формируются на основе матричных преобразований векторов сигнального подпространства, состоящего из собственных векторов, которым соответствуют собственные числа, превысившие порог [11].

Разработаны и исследованы по реальным записям сигналов алгоритмы при $M = 3$ и 5.

На рис. 10, а представлен фрагмент спектра записи реальных сигналов на частоте 18 537 кГц¹ в зоне перекрытия спектров сигналов двух ИРИ.

Частотно-азимутальная панорама, полученная алгоритмом на основе сигнального подпространства при $M = 7$, приведена на рис. 10, б, при $M = 3$ – на рис. 10, в, а алгоритмом на основе методов с частотной селекцией при $M = 3$ – на рис. 10, г.

Рис. 10, б и в убедительно демонстрируют наличие двух ИРИ, перекрывающихся по спектру. Оценки азимута и угла места сформированы во всей полосе частот сигналов без разрывов.

Средние значения и среднеквадратические отклонения оценок азимута алгоритма на основе выделения сигнального подпространства при $M = 7$

¹ На рис. 10–12 по оси абсцисс отложено отклонение частоты Δf_k от центральной частоты 18 537 кГц.

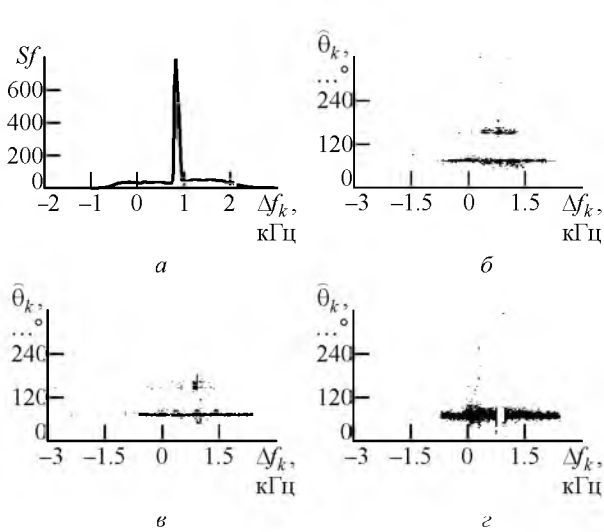


Рис. 10

составляют для первого ИРИ 72° и 1.3° соответственно, а для второго – 152.8° и 2.8° ; при $M = 3$ для первого ИРИ 72° и 1.7° , а для второго – 148° и 4.7° . Оценка азимута второго ИРИ имеет смещение 4° .

Средние значения и среднеквадратические отклонения оценок, сформированные на основе оценок, полученных алгоритмом с частотной селекцией (рис. 10, г), при $M = 3$ составляют для первого ИРИ 72° и 2.7° соответственно. В зоне перекрытия оценки обоих ИРИ не сформированы. Если бы в алгоритме отсутствовала проверка наличия составляющих двух сигналов в ЧО, то в зоне перекрытия формировалась бы недостоверная оценка азимута ИРИ 145° и 4.1° , не соответствующая ни одному ИРИ.

Алгоритмы на основе сигнального подпространства позволяют также сформировать квадратурные составляющие сигналов, принадлежащих разным ИРИ, перекрывающимся по частоте. Амплитудные спектры оценок сигналов обоих ИРИ, сформированные алгоритмом при $M = 7$, приведены на рис. 11, а и б, а при $M = 3$ – на рис. 12, а и б.

Сравнение рис. 11 и 12 показывает, что обоими алгоритмами сформированы практически одинаковые оценки сигнала от первого ИРИ (азимут 72°). На рис. 12, б спектр сигнала второго ИРИ в области перекрытия со спектром первого ИРИ имеет провал, наличие которого обусловлено плохой разделяемостью векторов сигнального подпространства, относящихся к первому и второму ИРИ, при $M = 3$.

На рис. 11, б спектр оценки второго ИРИ провала не содержит, поскольку $M = 7$.

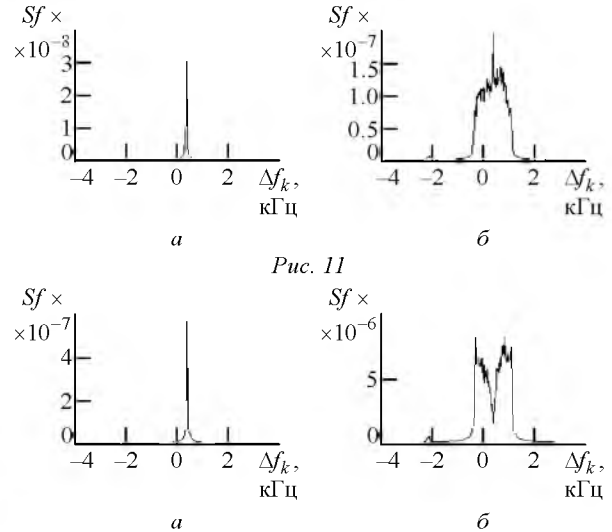


Рис. 11

Рис. 12

Результаты экспериментального исследования статистическим имитационным моделированием и по реальным записям сигнала свидетельствуют о том, что алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования на основе выделения сигнального подпространства:

- при одинаковой АР обеспечивают более высокую точность пеленгования, чем алгоритмы, синтезированные на основе метода с частотной селекцией;
- позволяют сформировать оценки квадратурных составляющих сигнала ИРИ;
- требуют больших вычислительных ресурсов, чем алгоритмы, синтезированные на основе метода с частотной селекцией.

В настоящей статье представлены основные методы и реализованные на их основе алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования, предназначенные для панорамного радиомониторинга. Алгоритм при трехэлементной АР на основе метода с частотной селекцией успешно реализован и применяется на практике.

Анализ баз данных оценок УК ИРИ показывает наличие 10 % аномальных оценок. Появляющиеся аномальные измерения обусловлены в основном многолучевым распространением. Разработка алгоритма пеленгования при многолучевом распространении и реализация в реальном времени являются сложной задачей. Поэтому сейчас активно ведутся исследования по вторичной обработке результатов измерений УК ИРИ.

Проводится реализация алгоритма четырехэлементной АР в реальном времени с учетом перекрытия спектров двух сигналов и алгоритма при коммутируемой круговой АР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. 2-е изд., испр. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. 320 с.
2. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. А. П. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
3. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. on Acoust., Speech, and Sign. Proc. 1989. Vol. ASSP-37, № 7. P. 984–995.
4. Lemma A. N., Van der Veen A. J. Analysis of Joint Angle-Frequency Estimation Using ESPRIT // IEEE Trans. on Sign. Proc. 2003. Vol. SP-51, № 5. P. 1264–1283.
5. Богданович В. А., Стенюков Н. С., Шевченко М. Е. Алгоритмы обнаружения сигналов в системах частотного радиомониторинга // Конф. "Научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля", СПб., 31 мая–2 июня 2005 г. СПб.: Изд-во СПбИИ РАН "Нестор-История", 2005. С. 33.
6. Lemma A. N., Deprettere E. F., Veen A. J. Experimental analysis of antenna coupling for high-resolution DOA estimation algorithms // Proc. of 2nd IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Annapolis, 9–12 May 1999. Piscataway: IEEE, 1999. P. 362–365.
7. Гутин В. С., Шевченко М. Е. Возникновение аномальных оценок направлений источников радиоизлучения в условиях многолучевого распространения // 3-я Всерос. конф. "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации" (РСПОВИ-2013), Смоленск, 26–28 июня 2013 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2013. С. 166–169.
8. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.
9. Шевченко М. Е., Задирако Д. О. Совместное обнаружение и пеленгование источников радиоизлучения с помощью четырехэлементной антенной решетки при перекрытии спектров соседних сигналов // 5-я Всерос. конф. (с междунар. участием) "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации" (РСПОВИ-2015). М., 28–30 окт. 2015 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2015. С. 73–77.
10. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 5. С. 33–38.
11. Шевченко М. Е. Алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования на основе методов сигнальных подпространств. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 160 с.

M. E. Shevchenko, D. O., Zadirako, D. N. Faizullina, V. N. Malyshev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

N. S. Stenyukov, M. S. Shmyrin
JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg)

Methods and Algorithms of Wide Band Radiomonitoring under Small Element Antenna Arrays

Methods of panoramic radiomonitoring and developed on their basis algorithms for joint detection and direction finding in a wide band of frequencies are presented. The block diagrams and panoramas illustrating the results of the algorithms are given.

Antenna array, joint detection and direction finding, azimuth and elevation angle estimation, KV-VHF-band, radio sources, overlapping spectra, phase direction finding

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2016 г.