

A. M. Musin, K. M. Zeyde
Ural Federal University

The influence of rotation of spherical bodies with dielectric coating on its radar characteristics

Dispersion ratio for sphere in diameter of 500 mm with the heat-shielding covering, for tree different angular velocities, was calculated. Produced the analysis of obtained results.

Diffraction, scattering by a rotating objects, radar-tracking characteristics, protective materials

Статья поступила в редакцию 8 октября 2015 г.

УДК 621.396.663:51

М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, Д. Н. Файзуллина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки¹

Разработаны и исследованы алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования в частотной области в широкой полосе частот при отсутствии перекрытия спектров соседних сигналов, получаемых с помощью коммутируемой круговой антенной решетки. Показано энергетическое и вычислительное преимущество алгоритма с первичным обнаружением по амплитудному спектру и вторичным пеленгованием в отсчетах, содержащих сигнальные составляющие, перед алгоритмом с первичным пеленгованием во всех частотных отсчетах с последующим обнаружением частотных отсчетов, в которых присутствуют сигнальные составляющие.

Круговая коммутируемая антенная решетка, совместное обнаружение и пеленгование, оценка пеленга и угла места, УКВ-диапазон

В УКВ-диапазоне для радиопеленгации достаточно давно применяются круговые коммутируемые M -элементные антенные решетки (АР), конструктивно реализованные в одном изделии. В частности, они используются в аэродромных радиопеленгаторах [1] и в широкополосном сканирующем пеленгаторе [2]. Коммутируемость каналов позволяет использовать двух- или трехканальное радиоприемное устройство (РПУ) вместо M -канального. За счет этого облегчается калибровка трактов РПУ, снижаются стоимость и габариты пеленгатора.

Как правило, в коммутируемых АР одна антенна подключена к опорному (некоммутируемому) каналу, а остальные последовательно подключаются с помощью коммутатора ко второму – коммутируемому каналу приема (рис. 1).

На рынке представлен серийно выпускаемый радиопеленгатор УКВ-диапазона DDF550 "Rohde-&Shwarz", который формирует частотно-азимутальную панораму в полосе 80 МГц, пеленгует слабые (ниже уровня шума) шумоподобные сигналы [2]. В будущем фирма предполагает дополнить существующее программное обеспечение функцией сверхразрешения – возможностью формирования оценок пеленга нескольких источников радиолучения (ИРИ) на одной частоте.

Однако алгоритмы пеленгования в широкой полосе частот по данным от коммутируемой круговой АР в научной литературе и доступной технической документации подробно не описаны. В связи с этим была поставлена задача их собственной разработки для реализации в пеленгаторе УКВ-диапазона.

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

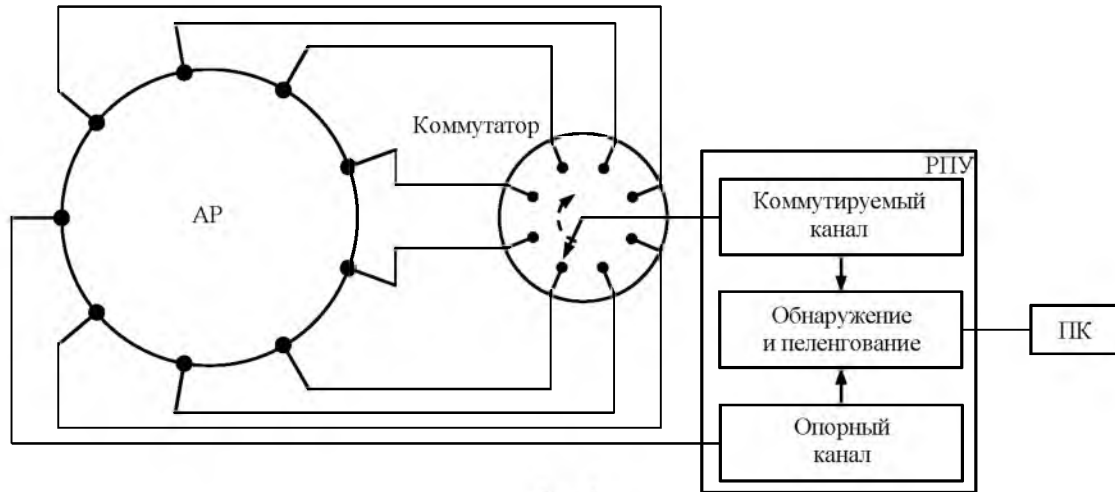


Рис. 1

Алгоритмы пеленгования при коммутируемой АР используют оценки разности фаз $\widehat{\varphi}_{0,m}$ между колебаниями опорного и m -го коммутируемого каналов. В [1] разности фаз формируются фазовым детектором, поскольку полоса частот, в которой присутствует сигнал, заранее известна.

В пеленгаторе DDF550 [2] реализовано аппаратное формирование разностей фаз между данными опорного и коммутируемого каналов.

Оценка разности фаз между опорным и коммутируемым каналами вычисляется непосредственно как $\widehat{\varphi}_{0,m} = \arg(x_m x_0^*)$, где x_m и x_0 – сигналы m -го коммутируемого и опорного каналов соответственно; "*" – символ комплексного сопряжения.

Постановка задачи. Обнаружение и пеленгование проводятся в широкой полосе частот УКВ-диапазона (30...1300 МГц) с использованием круговой M -элементной АР фиксированного радиуса r .

Для разделения сигналов по частоте целесообразно предварительно преобразовать временные выборки в частотную область с помощью алгоритма БПФ.

Поскольку в принятых данных могут присутствовать слабые сигналы, их обнаружение и пеленгование целесообразно проводить по нескольким циклам опроса элементов АР.

Наблюдаемыми данными являются комплексные отсчеты спектра опорного $(x_0)_k = \{x_{0n}\}_k$ и коммутируемых каналов $(x_m)_k = \{x_{mn}\}_k$, $k = \overline{1, K}$,

$m = \overline{1, M}$, $n = \overline{1, N}$, где K – число полных циклов опроса АР; N – размер выборки.

Отсчеты выборки

$$x_{m,n} = s_{i,n} \exp(j\varphi_{m_i}) + \xi_{m,n}, \quad m = \overline{0, M},$$

содержат составляющие i -го сигнала $s_{i,n}$ с фазовым сдвигом в m -й антенне

$$\varphi_{m_i} = \frac{2\pi r}{\lambda_n} \cos \beta_i \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M} \right), \quad m = \overline{0, M},$$

(λ_n – длина волны в n -м частотном отсчете (ЧО); β_i – угол места, отсчитываемый от горизонтальной плоскости; θ_i – азимут i -го сигнала) и отсчеты шума $\xi_{m,n}$. Шум традиционно считаем гауссовским случайным процессом с нулевым средним и неизвестной дисперсией.

Предположим, что в одном частотном отсчете содержатся составляющие только одного сигнала.

Проверку гипотезы о наличии одного сигнала ИРИ в частотном отсчете выполним по следующему алгоритму:

1. Сформируем для каждого частотного отсчета матрицу

$$R_n = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \end{bmatrix},$$

состоящую из

$$\frac{(x_m x_0^*)_k}{(x_0 x_0^*)_k}, \quad m = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, K},$$

– взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала.

2. Разложим R_n по сингулярным векторам и числам или вычислим корреляционную матрицу

$R_n R_n^H$ ("H" – символ эрмитового сопряжения) и разложим ее по собственным векторам и числам.

3. Сравним сингулярные (собственные) числа с заранее установленным порогом. Количество сингулярных (собственных) чисел, превысивших порог, равно числу сигналов, присутствующих в ЧО.

Возможность определения числа ИРИ в частотном отсчете по сингулярным (собственным) числам связана с тем, что сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой по времени.

Если число значимых сингулярных (собственных) чисел отличается от единицы, то следует отказаться от формирования оценки азимута методами, предназначенными для пеленгования одного ИРИ. При наличии более одного сигнала следует применять методы оценивания направлений прихода множества сигналов: ESPRIT или MUSIC².

Пеленгование. Выражения для оптимальных оценок азимута и угла места по данным, полученным от коммутируемой АР, получены в монографии [1]. Разработанные в ней выражения полностью применимы для каждого частотного отсчета при наличии в нем только одного сигнала.

Известно [1], что однозначное формирование оценок азимута фазовыми методами возможно при отношении $r/\lambda < 0.5$. При выполнении этого условия оценка разности фаз, формируемая по K циклам:

$$\hat{\varphi}_{0m_K} = \arg \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_m x_{0n}^*) \right]. \quad (1)$$

Тогда оценка азимута по оптимальному алгоритму [1] вычисляется в виде

$$\hat{\theta}_n = \operatorname{arctg} \left[\frac{\sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \sin \left(\frac{2\pi m}{M} \right)}{\sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \cos \left(\frac{2\pi m}{M} \right)} \right], \quad (2)$$

а оценка угла места – как

$$\hat{\beta}_n = \arccos \left[\frac{\lambda}{\pi R} \left[\left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \sin \frac{2\pi m}{M} \right)^2 + \right. \right.$$

$$\left. \left. + \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \cos \frac{2\pi m}{M} \right)^2 \right]^{-0.5} \right]. \quad (3)$$

При $r/\lambda > 0.5$ согласно алгоритму пространственной обработки [1] совместная оценка азимута и угла места имеет вид

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} \left| \mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n \right| \quad (4)$$

и максимизирует модуль произведения вектора оценок взаимного спектра $\mathbf{Y}_n = \{Y_{m,n}\}$ и ожидаемого вектора оценок $\mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \{G_{m,n}(\hat{\theta}, \hat{\beta})\}$, $m = \overline{1, M}$, для имеющегося отношения r/λ_n .

Оценки взаимного спектра определяются соотношением

$$Y_{m,n} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_{m,n} x_{0n}^*)_k,$$

а элементы ожидаемого вектора – как

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

Выбор стратегии обнаружения. Можно сформулировать 2 подхода к совместному обнаружению и пеленгованию сигналов в широкой полосе частот:

- первичное обнаружение по амплитудному спектру с последующим оцениванием пеленга и угла места в ЧО, содержащем обнаруженный сигнал;
- оценивание пеленга и угла места во всех ЧО с последующим обнаружением по сформированным оценкам.

Первый, классический, подход реализован в трехканальном мобильном пеленгаторе [3]. Его реализация требует оценивания уровня шума в условиях высокой заполненности частотного диапазона, что, однако, не представляет существенной проблемы.

Второй подход основан на факте группировки оценок пеленга в ЧО, в которых присутствует сигнал. В ЧО, содержащих только шум, группировки не наблюдается, оценки пеленга равномерно распределены по всей области значений. Однако оценивание пеленга в каждом ЧО требует больших вычислительных затрат, хотя и не подразумевает оценивания уровня шума.

Несмотря на то, что указанные особенности подходов периодически обсуждаются специалистами, в частности на научно-технических конференциях, при

² Авторами настоящей статьи разработаны алгоритмы пеленгования коммутируемой круговой АР при наличии нескольких сигналов, перекрывающихся по спектру. Однако эти методы исследованы не полностью, поэтому не представлены в статье.

защитах квалификационных работ и др., сравнение эффективности обоих подходов не выполнено.

Для рассматриваемой задачи на основе указанных подходов разработаны и исследованы 2 алгоритма совместного обнаружения и пеленгования, представленные далее.

Алгоритм с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием. Алгоритм подразумевает следующие операции:

1. Формирование накопленного суммарного нормированного амплитудного спектра в каждом ЧО:

$$Sf_n = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{(|x_{m,n}| + |x_{0n}|)_k}{(\bar{\gamma}_m \bar{\gamma}_0)_k},$$

где $\bar{\gamma}_m$, $\bar{\gamma}_0$ – оценки уровня шума в коммутируемом и опорном каналах соответственно (рис. 2, а). При высокой заполненности частотного диапазона можно использовать цензурированную медианную оценку уровня шума [3].

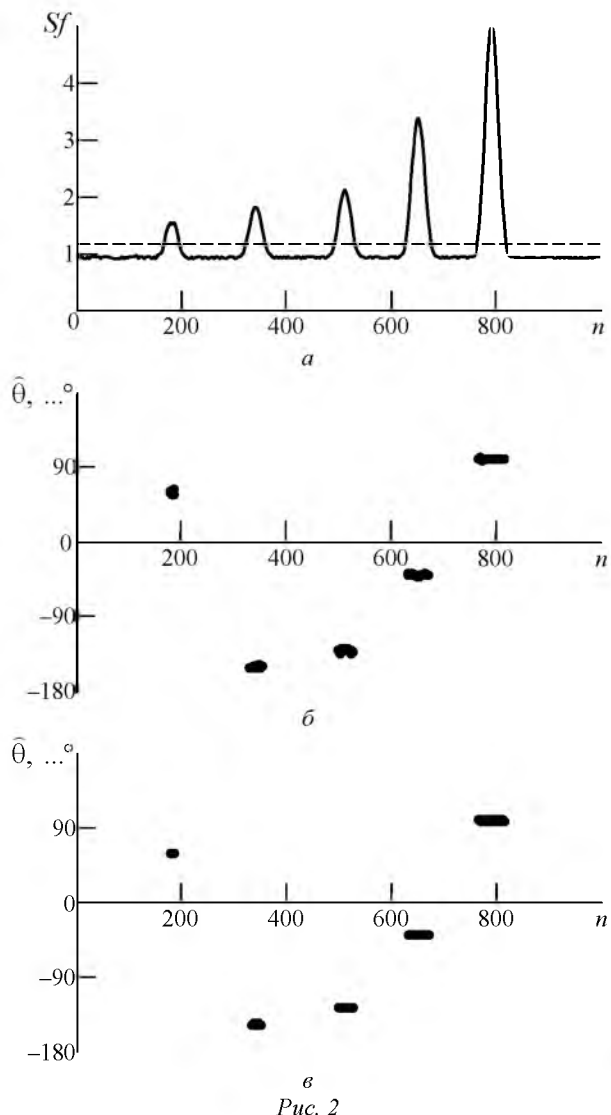


Рис. 2

2. Обнаружение сигнала в каждом ЧО по системе гипотез

$$H_0 : Sf_n < C_F; H_1 : Sf_n \geq C_F,$$

где H_0 , H_1 – гипотезы об отсутствии и о присутствии сигнала в ЧО соответственно; C_F – порог, устанавливаемый исходя из заданного уровня вероятности ложной тревоги F .

3. Для ЧО, в которых обнаружен сигнал, формируются накопленные оценки разностей фаз (1) и проверяется гипотеза о наличии единственного сигнала в ЧО. При выполнении условия $r/\lambda < 0.5$ формируются оценки азимута (2) (рис. 2, б) и угла места (3). Если $r/\lambda \geq 0.5$, то оценки азимута и угла места формируются по (4) (рис. 2, в).

В эксперименте, результаты которого проиллюстрированы рис. 2, для $r/\lambda < 0.5$ и $r/\lambda \geq 0.5$ задано одно и то же пространственное распределение принимаемых сигналов.

Алгоритм с первичным пеленгованием и вторичным обнаружением. Для реализации этого подхода дополнительно требуется увеличить число наблюдаемых выборок в L раз или уменьшить K в (1) в L раз ($K' = K/L$). Далее реализуется алгоритм, предусматривающий следующие этапы:

1. В просматриваемой полосе частот вне зависимости от значения r/λ для каждого ЧО на основе (4) формируются L оценок азимута $\hat{\theta}_n(l)$, $l = \overline{1, L}$, $n = \overline{1, N}$.

2. На основе L оценок формируется СКО $\sigma_{\hat{\theta}_n}$ ($n = \overline{1, N}$) оценки азимута $\hat{\theta}_n$ в n -м ЧО.

3. Обнаруживается сигнал по СКО оценок по системе гипотез

$$H_0 : \sigma_{\hat{\theta}_n} > \delta_F; H_1 : \sigma_{\hat{\theta}_n} \leq \delta_F,$$

где δ_F – порог заданного уровня вероятности ложной тревоги.

4. Для ЧО, в которых обнаружен сигнал, при $r/\lambda \geq 0.5$ повторно оцениваются азимуты по выражению (4) для устранения неоднозначности³.

5. Вычисляется результирующая оценка азимута $\tilde{\theta}_n = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{\theta}_n(l)$.

Частотно-азимутальная панорама, полученная алгоритмом с первичным пеленгованием при

³ Непосредственное применение (4) на первом этапе приведет к существенной вычислительной нагрузке и невозможности реализации в реальном времени.

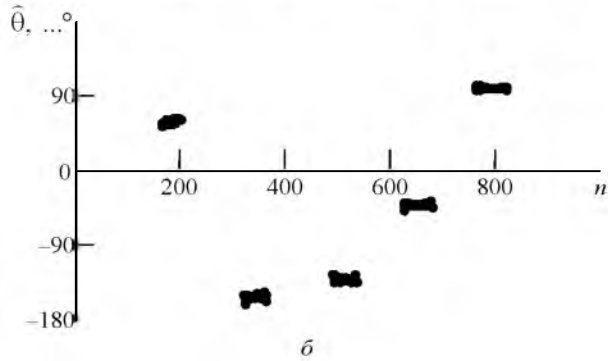
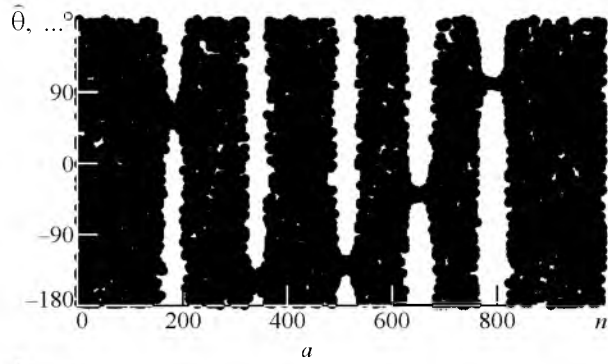


Рис. 3

$r/\lambda < 0.5$, изображена на рис. 3, а, а при $r/\lambda \geq 0.5$ – на рис. 4, а. Для каждого ЧО формировалось 10 оценок ($L=10$). На первичной частотно-азимутальной панораме при $r/\lambda < 0.5$ (рис. 3, а) оценки азимута в ЧО, в которых присутствует сигнал, группируются в ограниченных областях значений. На рис. 4, а при $r/\lambda \geq 0.5$ также наблюдается группировка оценок азимута, однако сами оценки смещены и могут сосредотачиваться в нескольких областях значений азимута. Для шумовых отсчетов оценки равномерно распределены на всей области значений.

Результаты вторичного обнаружения по сформированным оценкам при $r/\lambda < 0.5$ и уточненные оценки азимута при $r/\lambda \geq 0.5$ приведены на рис. 3, б и 4, б соответственно.

Результаты исследования алгоритмов. Цель исследования состояла в сравнении обоих алгоритмов по показателям качества. Исследование проведено статистическим имитационным моделированием сигнально-помеховой обстановки. Для корректности сравнения оценки, выносимые алгоритмами, формировались по одинаковым наблюдаемым данным. При моделировании были заданы $r = 0.45$ м, $N = 1024$.

Сигналы задавались гармоническим немодулированным колебанием. Шум моделировался гауссовским случайным процессом с нулевым средним и единичной дисперсией. Отношение сигнал/шум задавалось во временной области как

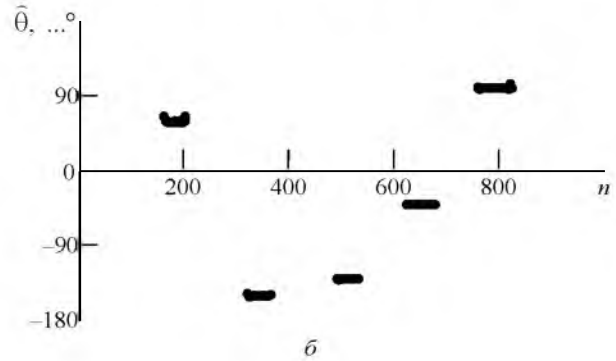
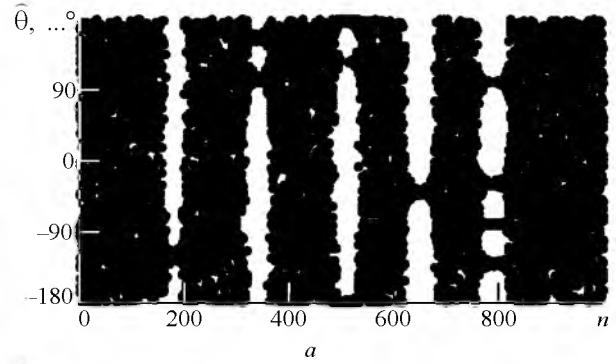


Рис. 4

отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

На рис. 5 приведены зависимости СКО оценок азимута от числа накоплений K при фиксированном значении отношения сигнал/шум $q = 1$ дБ при $f = 100$ МГц. Из рис. 5 следует, что при $K < 30$ СКО существенно снижается с ростом K , а при превышении этого значения практически остается постоянным. В связи с этим дальнейшее моделирование выполнено при $K = 30$.

На рис. 6 приведены характеристики обнаружения (D – вероятность правильного обнаружения) для алгоритмов с первичным 1 и вторичным 2 обнаружением при $K = 30$, $L = 10$. Вероятность обнаружения оценивалась по 1000 испытаниям. Пороги C_F и δ_F подобраны так, чтобы для обоих алгоритмов вероятность ложной тревоги $F = 10^{-2}$.

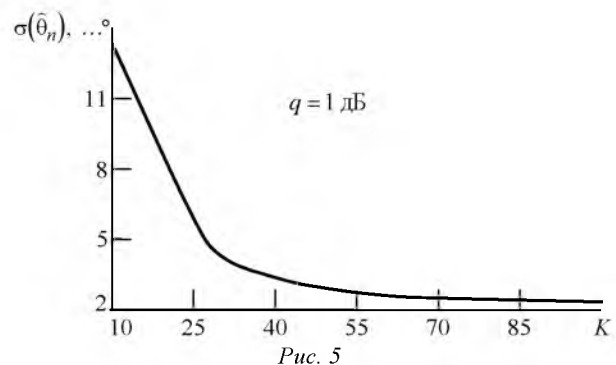


Рис. 5

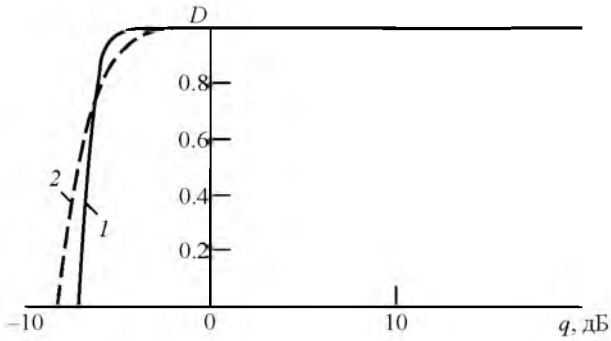


Рис. 6

Графики на рис. 6 практически совпадают при незначительном преимуществе алгоритма с первичным обнаружением по амплитудному спектру.

На рис. 7 приведены зависимости СКО оценок азимута от отношения сигнал/шум при $K = 30$, $L = 10$ для алгоритма с первичным обнаружением (кривая 1) и с первичным пеленгованием (кривая 2). Поскольку алгоритмом с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием оценка азимута формировалась по $KL = 300$ выборкам, точность оценки азимута оказалась существенно лучше, чем при первичном пеленговании и вторичном обнаружении, для которого формировалась средняя оценка на основе 30 оценок азимута по $L = 10$ накоплениям. Таким образом, алгоритм с первичным обнаружением обеспечивает существенно бóльшую точность, чем алгоритм со вторичным пеленгованием, при одинаковом объеме входных данных. И наоборот, при сравнимой точности алгоритм с первичным пеленгованием требует в L раз меньшего объема данных.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. При одинаковых данных алгоритм со вторичным пеленгованием не имеет преимуществ по пороговому значению отношения сигнал/шум перед алгоритмом с первичным обнаружением по амплитудному спектру. Следует ожидать снижения эффективности алгоритма с вторичным обнаружением при пеленговании сильных сигналов и

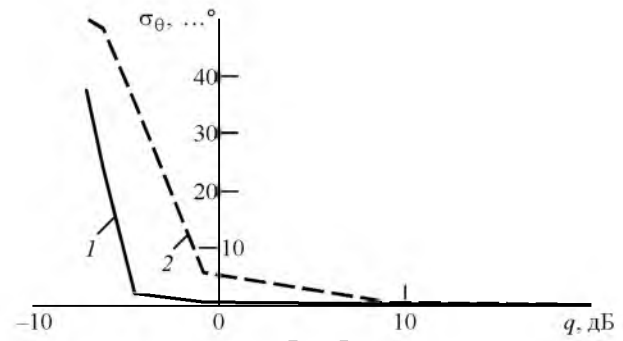


Рис. 7

многолучевом распространении из-за появления аномальных оценок азимута [4].

2. Алгоритм с первичным пеленгованием и вторичным обнаружением требует бóльших вычислительных ресурсов и объема хранимых в памяти данных по сравнению с алгоритмом с первичным обнаружением по амплитудному спектру.

3. Алгоритм с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием при одном и том же объеме наблюдаемых данных обеспечивает лучшую точность пеленгования.

Таким образом, характеристики обнаружения и точности пеленгования, а также вычислительные преимущества свидетельствуют о целесообразности практической реализации алгоритма с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием.

Все описанные алгоритмы пеленгования для круговой коммутируемой АР применимы только при наличии одного сигнала в ЧО. В остальных случаях выносимая оценка будет несостоятельна.

При наличии нескольких сигналов в отсчете как при $r/\lambda < 0.5$, так и при $r/\lambda \geq 0.5$ следует применять разработанные авторами алгоритмы, основанные на выделении сигнального подпространства и формировании из его векторов неизвестных оценок азимута и угла места. Предварительное исследование алгоритмов показало, что они применимы и при наличии одного сигнала, но по сравнению с представленным в статье имеют повышенную вычислительную сложность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А. С. Саидов, А. Р. Тагилаев, Н. М. Алиев и др. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.
2. Техническая информация R&S@DDF550. URL: http://www.rohde-schwarz.ru/data/catalog_files/52/ddf550_ti_ru_new.html
3. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлуче-

ния в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.

4. 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. М.: РНТОРЭС, 2013. С. 166–169.

M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev, D. N. Fayzullina
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Joint detection and direction finding using a switched antenna array

Algorithms for signals joint detection and direction at frequency area in a wide frequency band with no overlap of spectra of adjacent channels obtained through switched circular antenna array are developed and researched. The energy and the computational advantage of the algorithm with the primary detection on amplitude spectrum and the secondary direction finding at samples containing signal components, before the algorithm with the primary direction finding in all frequency samples with subsequent detection of the frequency samples that contain signal components is showed.

Switched circular antenna array, joint detection and direction finding, bearing and elevation angle evaluation, VHF-band

Статья поступила в редакцию 15 сентября 2015 г.

УДК 621.371

А. Д. Григорьев, Б. О. Джалилов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Электрически перестраиваемая антенна для сотовых телефонов

Представлены результаты разработки перестраиваемой антенны для сотовых телефонов, работающих в стандарте LTE. Перестройка осуществляется с помощью переменного конденсатора с цифровым управлением. Антенну перестраивают на один из четырех низкочастотных диапазонов, при этом сохраняя настройку на высокочастотный диапазон. Компьютерное моделирование антенны проведено с помощью программы RFS.

Антенна, сотовый телефон, переменный конденсатор, компьютерное моделирование

Современные сотовые телефоны (смартфоны) являются одними из самых сложных радиоэлектронных устройств по количеству элементов в единице объема. В них остается очень мало места для размещения антенны – одного из наиболее важных элементов, определяющих качество приема и передачи сигнала – основное назначение телефона. В связи с переходом на новый стандарт LTE антенна должна обеспечивать прием и передачу сигналов в нескольких диапазонах частот, иметь в каждом диапазоне заданную ширину полосы пропускания и высокий КПД. Необходимо также во всех диапазонах обеспечить безопасный уровень удельной мощности рассеяния электромагнитной энергии, воздействующей на голову и руки пользователя. Учитывая, что в телефоне нет места для размещения нескольких антенн, целесообразно использовать электрически перестраиваемую антенну, способную работать в нескольких частотных диапазонах.

Электрически перестраиваемые антенны сотовых телефонов появились сравнительно недавно. Так, в [1] предложена антенна, для перестрой-

ки которой на две частоты используются отрезки линий передачи разной длины, подключаемые к антенне с помощью переключателя на полевом транзисторе. Антенна, перестраиваемая варактором в диапазоне 1.8...2.4 ГГц, описана в [2]. Однако эти антенны не совместимы со стандартом LTE.

В табл. 1 приведены параметры некоторых диапазонов связи стандарта LTE. Проектируемая антенна должна перестраиваться на один из низкочастотных диапазонов (B17–B8), сохраняя настройку на высокочастотный диапазон B7.

Для достижения этой цели сконструирована антенна, геометрическая модель которой, созданная в программной среде RFS [3], показана на рис. 1, а. Для удобства рассмотрения часть элементов конструкции (нижняя крышка, аккумулятор и ряд других) не показаны. В среде RFS сосредоточенные элементы R , L , C и их параллельное соединение, а также источники возбуждения (порты) задаются в виде прямоугольников, на которых определяется направление протекания тока.