

DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.4.12 УДК: 621.396.677

АЛГОРИТМ СОВПАДАЮЩИХ НУЛЕЙ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ УГЛОВОГО СПЕКТРА СО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ

Л.В. Винник, А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, Н.С. Скворцова, В.В. Шацкий

Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи, 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, д. 130

Статья поступила в редакцию 22 января 2025 г.

Аннотация. Предложен эффективный алгоритм пеленгации источников, который сочетает в себе простоту вычислений и высокую угловую разрешающую способность. Для построения пространственного спектра используется сумма нескольких амплитудных диаграмм направленности, которые формируются на основе решений Винера-Хопфа. Эти решения получаются путем обращения одной и той же ковариационной матрицы сигналов. Диаграммы направленности отличаются положением максимумов, которые вынесены за пределы области пеленгации и смещены относительно друг друга. Это позволяет избежать возникновения общих совпадающих нулей в сумме амплитудных диаграмм при отсутствии источников сигналов в области пеленгации. Однако, при наличии источников соответствующих В направлениях пространства, нули формируются BO всех диаграммах направленности. Совмещение этих нулей позволяет построить угловые B критерий спектры. основе алгоритма лежит минимизации среднеквадратического отклонения между эталонным сигналом и выходным сигналом антенной решетки. В качестве эталона для каждой формируемой

ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, eISSN 1684-1719, №4, 2025

диаграммы направленности используется сигнал фиктивного источника с заданным положением в пространстве. Предлагаемый алгоритм отличается от известных алгоритмов пеленгации, таких как Кейпона и MUSIC, тем, что не формирования требует предварительного векторов-гипотез И их перебора. Это последовательного позволяет значительно повысить вычислительную эффективность. Высокая угловая разрешающая способность алгоритма обеспечивается благодаря значительной крутизне диаграммы направленности в области, близкой к нулю, а также отсутствием главных лепестков в зоне пеленгации. В ходе численных исследований проведено сравнение предложенного алгоритма с алгоритмами Кейпона, MUSIC и максимальной энтропии. Было выявлено, что алгоритм Кейпона демонстрирует значительное снижение угловой разрешающей способности по сравнению с другими алгоритмами в условиях рассматриваемой помеховой обстановки. Предлагаемый алгоритм, хотя и уступает по вычислительной эффективности превосходит данный алгоритм максимальной энтропии, алгоритму ПО способности разрешать два близко расположенных источника. Угловая разрешающая способность алгоритма соответствует алгоритму MUSIC. При этом предлагаемый алгоритм отличается простотой реализации, поскольку не требует определения собственных значений и собственных векторов. Было показано, что наилучшая предельная разрешающая способность алгоритма обеспечивается В случае, формируемых том когда лучи диаграмм направленности не попадают в область пеленгации.

Ключевые слова: пеленгация источников, угловой спектр, угловое сверхразрешение, антенные решетки, диаграмма направленности.

Автор для переписки: Мищенко Сергей Евгеньевич, mihome@yandex.ru

Введение

Разрешающую способность антенны в радиолокации определяют как минимальный угол между двумя одинаковыми объектами, находящимися на одинаковой дальности, при котором эти цели различимы и могут быть отделены одна от другой. Из теории радиолокации известно, что две различимые отметки целей могут быть получены, если они разнесены на угол, равный ширине луча по уровню половинной мощности. Поскольку ширина луча может быть связана с действующей длиной антенны, то предельную разрешающую способность антенны обычно связывают с критерием Рэлея в виде отношения длины волны и длины антенной системы [1]. Между тем, в настоящее время существует целый ряд методов пеленгации целей, обеспечивающих преодоление рэлеевского порога углового сверхразрешения [2-6].

Среди них особенно следует выделить методы, основанные на корреляционной обработке стохастических сигналов, принимаемых антенными элементами антенной решетки (АР). Эти методы появились практически одновременно с появлением адаптивных АР и во многом им близки [6]. Например, известный алгоритм Кейпона [6-8] базируется на критерии минимизации выходного шума АР при фиксации мощности сигнальной составляющей [8]. Этот критерий широко используется и в теории адаптивных АР [9,10]. В теории адаптивных АР известны оптимальные винеровские позволяющие решения, свести задачу поиска оптимальных весовых коэффициентов по основным критериям: максимума отношения сигнал (помеха+шум) (ОСПШ), выходной минимума мощности, минимума среднеквадратического отклонения от опорного сигнала к решению системы линейных уравнений, в которых матрица коэффициентов при неизвестных представляет собой ковариационную матрицу помех. При реализации алгоритмов типа Кейпона, к которым можно отнести и ряд других методов: MUSIC, метод максимальной энтропии, метод минимальной нормы, ESPRIT, Прони [6,8], формирование ковариационной матрицы не требует исключения из

обучающего пакета каких-либо источников сигнала. Однако алгоритмы сверхразрешения требуют последовательного перебора опорных векторов или векторов-гипотез, что приводит к увеличению вычислительных затрат при их реализации. В связи с этим представляет интерес разработка методов углового сверхразрешения, в которых опорные векторы либо не используются, либо используются ограничено.

Цель работы – достижение предельного углового сверхразрешения и устойчивости к шумам при наименьших вычислительных затратах.

Решаемые задачи:

1) Обоснование алгоритма совпадающих нулей.

2) Исследование потенциальных возможностей алгоритма и его сравнение с другими известными методами углового сверхразрешения.

1. Обоснование алгоритма

Рассмотрим *М*-элементную AP, которая принимает сигналы точечных источников, распределенных в пространстве. Обозначим координаты антенных элементов AP векторами $\mathbf{x}_m (m=1,2,...,M)$, а пространственные координаты источников – \mathbf{r}_p – векторами направляющих косинусов, указывающими направления на источники сигналов. Каждый *p*-ый источник характеризуют амплитуда a_p , фаза ψ_p , нормированная огибающая сигнала $g_p(t)$ (вид модуляции) и несущая частота $\omega_p (p=1,2,...,P)$. Для простоты будем рассматривать случай линейно поляризованных сигналов.

Требуется найти положение всех источников сигналов, распределенных в пространстве.

Результирующее поле всех источников на выходах всех каналов АР возбуждает ЭДС, определяемые выражением вида

$$u_m(t) = \sum_{p=1}^{p} a_p g_p(t) \exp\left(j\omega_p t + j\psi_p\right) f_m(\mathbf{r}_p) + \eta_m(t), \qquad (1)$$

где $f_m(\mathbf{r})$ – диаграмма направленности (ДН) *m*-го антенного элемента АР с фазовым центром в точке \mathbf{x}_m ; $\eta_m(t)$ – внутренний шум *m*-го канала.

Выходной сигнал АР определяет выражение

$$U(t) = \sum_{m=1}^{M} W_m u_m(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{u}(t), \qquad (2)$$

где **W** – вектор комплексных весовых коэффициентов (КВК), с которыми складываются сигналы антенных элементов и формируется ДН АР, описываемая скалярным произведением

$$F(\mathbf{r}) = \mathbf{W}^T \mathbf{f}(\mathbf{r}), \qquad (3)$$

где T – символ транспонирования; $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ – вектор-функция, составленная из ДН элементов АР.

Предположим, что в направлении \mathbf{r}_0 расположен фиктивный источник сигнала на частоте ω_0 с единичной амплитудой и нулевой начальной фазой, а также с известным законом модуляции сигнала. Вектор сигналов данного фиктивного источника обозначим $\hat{\mathbf{u}}_0(t)$. Максимальная мощность фиктивного сигнала достигается при ориентации луча в направлении \mathbf{r}_0 с использованием вектора КВК \mathbf{W}_0 , элементы которого определяются выражением

$$W_{0m} = \exp\left(-jk\mathbf{x}_m^T \cdot \mathbf{r}_0\right). \tag{4}$$

С учетом введенных обозначений задача формирования нулей ДН в направлениях на другие источники может быть сформулирована, как задача минимизации среднеквадратического отклонения

$$g\left(\mathbf{W}\right) = \int_{0}^{t} \left|\mathbf{W}_{0}^{T}\hat{\mathbf{u}}_{0}\left(t\right) - \mathbf{W}^{T}\mathbf{u}\left(t\right)\right|^{2} dt, \qquad (5)$$

где τ – период накопления обучающего пакета сигналов.

После дифференцирования выражения (5) по комплексным амплитудам *W* получим вектор градиента с элементами

$$\frac{\partial}{\partial W_s^*} g\left(\mathbf{W}\right) = \int_0^\tau \left(-\mathbf{W}_0^T \hat{\mathbf{u}}_0(t) u_s^*(t) + \mathbf{W}^T \mathbf{u}(t) u_s^*(t) \right) dt.$$
(6)

<u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, eISSN 1684-1719, №4, 2025</u>

Здесь * обозначает комплексное сопряжение.

Приравняв полученные частные производные к нулю, получим систему линейных уравнений относительно неизвестного вектора **W**

$$\mathbf{W}^T \mathbf{R} = \mathbf{W}_0^T \hat{\mathbf{S}}.$$
 (7)

В выражении (7) матрица **R** представляет собой ковариационную матрицу сигналов источников, распределенных в пространстве, а матрица \hat{S} – ковариационную матрицу фиктивного сигнала и сигналов источников в пространстве. Поскольку характеристики фиктивного источника могут быть выбраны произвольно, то можно выдвинуть любое предположение о ее свойствах. Например, если предположить, что фиктивный сигнал одинаково коррелирует со всеми источниками в пространстве, то матрица \hat{S} может быть определена как матрица единичного ранга. В результате может быть получено винеровское решение задачи оптимизации ОСПШ на выходе АР в виде

$$\mathbf{W}^{T} = \mathbf{W}_{0}^{T} \hat{\mathbf{S}} \mathbf{R}^{-1}.$$
 (8)

Выражение (8) может использоваться для формирования ДН при различной ориентации фиктивного сигнала. Полученные весовые обеспечат коэффициенты формирование ДH. максимумы которых ориентированы в заданных направлениях, а в направлениях на источники сигналов будут сформированы нули ДН. Пусть на основании (8) получены N наборов КВК, которые обозначим W_n (n = 1, 2, ..., N). С их помощью по формуле (3) могут быть получены ДН АР $F_n(\mathbf{r})$. Каждая из этих ДН содержит множество нулей ДН. Поскольку векторы КВК **W**_n получены с использованием (8), то положение и глубина части нулей ДН обусловлена пространственным распределением и свойствами источников сигналов. Остальные нули ДН определяются свойствами множителей направленности АР с весовыми коэффициентами W_n . Построим среднюю ДН в виде суммы амплитудных ДН

$$\overline{\left|F\left(\mathbf{r}\right)\right|} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \left|F_{n}\left(\mathbf{r}\right)\right| = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \left|\mathbf{W}_{0\mathbf{n}}^{\mathrm{T}} \hat{\mathbf{S}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{f}\left(\mathbf{r}\right)\right|.$$
(9)

Здесь \mathbf{W}_{0n} – вектор КВК для формирования ДН в направлении \mathbf{r}_{0n} .

В силу того, что при смещении максимума ДН происходит смещение нулей ДН множителя направленности, то при усреднении ДН по формуле (9) с различной ориентацией максимумов будет происходить формирование ДН с расширенным лучом или многолучевой ДН, у которой нули сохранятся только в тех направлениях, в которых нули ДН являются общими. Отметим, что усреднение должно производиться только по амплитудным ДН. Если каждая из ДН $F_n(\mathbf{r})$ представляет собой действительную функцию, у которой меняется фаза от лепестка к лепестку на π , то при сложении действительных ДН может происходить формирование дополнительных нулей, что нежелательно.

После формирования средней ДН угловой спектр может быть получен при помощи выражения

$$P(\mathbf{r}) = \overline{\left|F(\mathbf{r})\right|}^{-1}.$$
(10)

Выражение (10) соответствует способу построения углового спектра, предложенному в [11,12]. По сравнению с другими известными способами сверхразрешения, рассматриваемыми в монографиях [6, 8], данный способ не требует перебора всех возможных гипотез в цикле с шагом, соответствующим желаемому угловому разрешению. Однако, как следует из приведенного обоснования, при формировании углового спектра направления ориентации векторов \mathbf{r}_{0n} могут выбираться произвольно. В патенте [11] предложено выбирать положения нулей ДН за пределами области пеленгации. Это позволяет избежать случая, когда направление фиктивного сигнала совпадет с направлением на источник реального сигнала. Это важно и с точки зрения достижения предельной разрешающей способности способа. Известно, что крутизна ДН в окрестности нуля снижается, если нуль ДН формируется в области главного луча ДН [6].

В связи с этим возникает задача сопоставления эффективности известных методов сверхразрешения, использующих ковариационную матрицу сигналов, с предложенным в работе алгоритмом.

2. Численные исследования

Рассмотрим работу предлагаемого алгоритма на следующем примере, соответствующем приведенному в [8]. Пусть M = 8 – число каналов линейной AP. Антенные элементы AP размещены с шагом 0.5λ . AP принимает сигналы трех источников, расположенных в направлениях $\theta_p = -60^\circ, 0, 2^\circ$. Будем считать, что сигналы источников имеют одинаковые единичные амплитуды и синфазны. Формирование ковариационной матрицы сигналов осуществляется в течение 1 мс. Комплексная огибающая сигналов источников соответствует линейной частотной модуляции с одинаковой скоростью изменения частоты, равной 100 МГц на разных частотах, смещенных относительно промежуточной частоты на 150, 160 и 50 МГц соответственно. Дисперсия шума в каналах задана равной 0.1.

Сравнение эффективности алгоритма будем производить с известными алгоритмами углового сверхразрешения: Кейпона, MUSIC и максимальной энтропии. На рис. 1-3 приведены периодограмма АР, соответствующая (кривая 1), а принимаемым сигналам также угловые спектры пространственного распределения источников, полученные с использованием перечисленных алгоритмов (кривые 2-4) по комплексным отсчетам сигналов в каналах. Как видно из приведенных графиков, периодограмма не позволяет разрешить не только близко расположенные источники, но и обнаружить источник, расположенный в направлении -60°. Разрешающая способность алгоритма Кейпона (кривая 2 на рис. 1) остается ограниченной и не позволяет разделить два близко расположенных источника. Напротив, алгоритмы MUSIC и максимальной энтропии (кривые 3 и 4) позволяют различить все источники. Алгоритм MUSIC, видимо, обладает меньшей вычислительной устойчивостью, поскольку содержит наиболее высокий ложный пик с уровнем -40 дБ.

Для реализации предлагаемого алгоритма использовались четыре луча, максимумы которых выведены за пределы области, в которой ожидается появление источников. Максимумы лучей были отклонены в направлениях

-75°, -72°, 74°, 77°. Полученным результатам на рис. 1 соответствует угловой спектр, которому соответствует кривая 5. Сопоставление кривой 5 с кривыми 2-4 позволяет заключить, что алгоритм позволяет обнаружить все источники и при этом проще в вычислительном отношении, чем известные способы углового сверхразрешения. Крутизна формируемых пиков углового спектра близка к крутизне углового спектра алгоритма MUSIC, хотя несколько и уступает этому алгоритму. Характерной особенностью углового спектра, полученного по предлагаемому алгоритму (10), являются ложные пики (локальные экстремумы), ИХ уровень превышает уровень фона, соответствующий алгоритмам MUSIC и максимальной энтропии. В то же время эти локальные пики достаточно малы и не выше -46 дБ для приведенного на рис. 1 примера.

Кривая 6 на рис. 1 соответствует модификации предлагаемого алгоритма, в которой число формируемых лучей также было равно четырем, однако их максимумы распределены в направлениях -50° , -20° , $0, 40^{\circ}$. Поскольку сигналы источников попадают в главные лучи формируемых ДН, то формируемый нуль в области главного луча имеет относительно низкую крутизну. Это приводит к тому, что крутизна пиков углового спектра кривой 6 ниже, чем у кривой 5. В то же время фоновый уровень кривой 6 является более размазанным в пространстве и содержит меньшее число ложных пиков, чем кривая 5.

Рассмотрим более детально угловую область, в которой расположены два источника (рис. 2). Обозначения на данном рисунке соответствуют введенным ранее на рис. 1.

Сопоставление кривых на рис. 2 подтверждает, что алгоритм MUSIC (кривая 3) обеспечивает наиболее высокую контрастность разрешения двух источников. При этом положения пиков соответствуют заданным направлениям источников с высокой точностью. Среди алгоритмов, обеспечивающих разрешение рассматриваемых источников (кривые 3–6), наихудшей контрастностью обладает метод максимальной энтропии (кривая 4). Однако и этот алгоритм позволяет точно оценить положения источников. При

ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, eISSN 1684-1719, №4, 2025

использовании алгоритма (кривая 5) положения источников определяются с некоторой ошибкой. Однако эта ошибка зависит от многих факторов (положения источников или реализации шума). Модификация предложенного алгоритма (кривая 6) с лучами, распределенными в пределах области обнаружения, позволяет увидеть наличие источников с более высокой контрастностью, чем метод максимальной энтропии и с соизмеримой точностью оценивания координат источников.



Рис. 1. Периодограмма – кривая 1 и угловые спектры: Кейпона (кривая 2), MUSIC (кривая 3), максимальной энтропии (кривая 4), способа [11] (кривая 5), модификации способа [11] (кривая 6).



Рис. 2. Периодограмма (кривая 1) и угловые спектры (кривые 2-6), полученные разными методами в области, соответствующей двум близко расположенным источникам.

Результаты на рис. 1 и 2 получены для одной реализации шума. Это может привести к тому, что выводы, сделанные на основании данных рисунков, могут быть ошибочными. Для их подтверждения результаты, аналогичные представленным на рис. 1 и 2, были усреднены для множества из 50-ти реализаций шума. Полученные результаты представлены на рис. 3 и 4. На данных рисунках периодограмма не приводится, а нумерация кривых сохранена такой же, как и на предыдущих рисунках 1 и 2.



Рис. 3. Усредненные угловые спектры на множестве реализаций шума.



Рис. 4. Усредненные угловые спектры, полученные разными методами в области, соответствующей двум близко расположенным источникам в направлениях 0 и 2°.

<u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, eISSN 1684-1719, №4, 2025</u>

Из полученных результатов следует, что при усреднении угловые спектры алгоритмов MUSIC, максимальной энтропии становятся менее контрастными, а в спектре MUSIC растут число и уровень ложных пиков. На рис. 4 видно, что глубина провала между источниками кривой 3 приблизилась к уровню –20 дБ, хотя на рис. 2 была ниже –25 дБ. Для решения задачи различения двух целей обычно требуется, чтобы между максимумом и минимумом соответствующей кривой на рис. 2 и 4 разница составляла не менее 3 дБ. В случае алгоритма максимальной энтропии (кривая 4) эта разность на рис 2 и 4 сильно не изменилась, как и для кривых 5 и 6. В то же время алгоритму MUSIC соответствует сильное ухудшение этого показателя с 20 дБ до 16 дБ. Это означает, что остальные способы остаются более устойчивыми к шуму.

Рассмотрим теперь, как изменится способность рассматриваемых методов к разрешению двух близко расположенных источников при изменении их пространственного положения и изменении уровня шума.

На рис. 5 показаны фрагменты усредненных угловых спектров при размещении источников в направлениях $\theta_p = -60^\circ, -12^\circ, -10^\circ$. Обозначения кривых аналогичны введенным ранее на рис. 4.



Рис. 5. Усредненные угловые спектры, полученные разными методами при смещении источников в направлениях -10° и 12° .

Результаты на рис. 5 демонстрируют, что точность предлагаемого алгоритма и диапазон изменения значений углового спектра стали соизмеримыми с алгоритмом MUSIC. При этом кривая 6 при ориентации лучей в пределах области обнаружения источников, напротив, демонстрирует заметные смещения максимумов спектра относительно заданных направлений источников.

На рис. 6 приведены результаты, аналогичные результатам на рис. 5, но при увеличении среднеквадратического отклонения (СКО) шума в каналах АР с 0.05 до 0.08. Обозначения кривых также сохранены. В этом случае предложенный алгоритм демонстрирует способность разрешения двух близко расположенных источников не хуже, чем при реализации алгоритма MUSIC. При этом перемещение лучей в область источников делает разрешение источников при данном СКО шума невозможным. Из рис. 6 также следует, что с ростом уровня шума использование метода максимальной энтропии также становится неэффективным. При этом наблюдается не только уменьшение глубины провала между экстремумами, но и ошибка оценки положений источников.



Рис. 6. Фрагмент усредненных угловых спектров на рис. 5 при увеличении СКО шума с 0.05 до 0.08.

<u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, eISSN 1684-1719, №4, 2025</u>

Таким образом, предлагаемый алгоритм совпадающих нулей демонстрирует высокую устойчивость к росту уровня шума, которая соизмерима с устойчивостью алгоритма MUSIC. При этом реализация алгоритма MUSIC приводит к появлению резких ложных выбросов, которые могут быть приняты за источники. В отличие от алгоритма MUSIC предлагаемый алгоритм демонстрирует стабильное распределение ложных пиков на уровне ниже –40 дБ. Эти пики практически не растут или растут очень медленно с увеличением шума.

Сопоставим предлагаемый алгоритм с другими известными алгоритмами углового сверхразрешения по вычислительной сложности.

Алгоритмы Кейпона и максимальной энтропии, как и предлагаемый алгоритм, требуют формирования и обращения ковариационной матрицы сигналов.

В случае реализации алгоритма Кейпона для каждого вектора гипотезы необходимо выполнить вычисление квадратичной формы вида $\mathbf{f}^{H}(u)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{f}$. Эта операция для M-элементной AP требует выполнения M^{3} операций комплексного умножения и $M(M-1)^{2}$ операций комплексного сложения.

При реализации алгоритма максимальной энтропии для каждой гипотезы вычисляют сумму $\sum_{m=1}^{M} f_m^*(u) (\mathbf{R}^{-1})_{m,1}$. Такая операция требует только M комплексных умножений и M-1 сложений.

В отличие от данных двух алгоритмов для реализации предлагаемого алгоритма необходимо найти N амплитудно-фазовых распределений. Для вычисления каждого из них требуется умножить обратную матрицу на вектор фазирования (M комплексных умножений и M-1 сложений), а затем следует сформировать N ДН, т.е. для каждого направления (гипотезы) вычисляют значение ДН. Это требует выполнения еще M комплексных умножений и M-1 сложений. После этого все ДН складывают, т.е. для одной гипотезы потребуется дополнительно сложений. В результате проверка всех

гипотез приводит к необходимости вычисления NM^2 операций комплексного умножения и $(M-1)^2 + N$ операций сложения.

Проведенные оценки показывают, что по вычислительной сложности предлагаемый алгоритм оказывается в M/N раз проще, чем алгоритм Кейпона, и гораздо сложнее алгоритма максимальной энтропии. В то же время необходимо отметить, что при реализации алгоритмов Кейпона требуется организация цикла перебора векторов гипотез. Предлагаемый метод может быть реализован в матричном виде, что на практике может оказаться существенным преимуществом. Для рассмотренного численного примера выигрыш в вычислительной сложности по сравнению с алгоритмом Кейпона является двукратным.

Для алгоритма MUSIC требуется определить собственные значения и векторы ковариационной матрицы сигналов, что существенно сложнее обычного обращения матрицы. Действительно, в этом случае сначала необходимо составить уравнение и найти его корни, соответствующие собственным значениям. Число собственных значений соответствует числу каналов AP. После этого необходимо выбрать наименьшее собственное значение и определить соответствующий этому значению собственный вектор, который является решением системы линейных уравнений. При этом также обращается матрица. Далее алгоритм MUSIC требует с использованием собственного вектора сформировать матрицу, которая далее применяется также, как обратная ковариационная матрица в алгоритме Кейпона для проверки гипотез.

Таким образом, предлагаемый алгоритм по устойчивости к шуму и разрешающей способности приближается к алгоритму MUSIC, но при этом по вычислительной сложности существенно проще, поскольку не требует определения собственных векторов и собственных значений.

Заключение

Предлагаемый алгоритм совпадающих нулей отличается от других известных методов и алгоритмов прямым формированием углового спектра без перебора гипотез, что существенно упрощает его реализацию на основе матричной алгебры. Кроме того, в нем производится адаптивное формирование нулей в ДН, максимумы которых ориентируются в направлениях на фиктивные источники, находящиеся за пределами области обнаружения реальных источников.

Показано, что предельной угловой разрешающей способностью среди рассмотренных алгоритмов сверхразрешения обладает алгоритм MUSIC. Данный алгоритм является наиболее сложным в вычислительном отношении. Предложенный алгоритм совпадающих нулей является одним из наиболее простых в вычислительном отношении и по крайней мере в два раза быстрее, чем алгоритм Кейпона. При этом по разрешающей способности и устойчивости к шуму он сопоставим с алгоритмом MUSIC.

Литература

- 1. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию / Пер. с англ. под ред. Л.Д. Бахраха. М. Сов.радио. 1960. 160 с.
- Ильчук А.Р., Каргашин Ю.Д., Меркулов В.И., Чернов В.С. Угловое сверхразрешение в бортовых радиолокационных системах воздушного базирования. Журнал радиоэлектроники. 2021. №12. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.3
- 3. Лаговский Б.А. Угловое сверхразрешение в двумерных задачах радиолокации. Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 9. С. 853-858. https://doi.org/10.31857/S0033849421090102

- 4. Способ углового сверхразрешения в приемных цифровых антенных решетках // Патент РФ на изобретение № 2713503 от 19.08.2019. Бюл № 4 от 05.02.2020. Винник Л.В., Задорожный В.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В.
- 5. Способ углового сверхразрешения в приемной цифровой антенной решетке // Патент РФ на изобретение № 2746063 от 21.07.2020. Бюл. № 10 от 06.04.2021. Винник Л.В., Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В.
- 6. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках.М. Радио и связь. 2003. 200 с.
- Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proceedings of the IEEE. 1969. Vol. 57, No. 8. P. 1408–1416.
- 8. Haupt R. L. Antenna Arrays. Hoboken, New Jersey. WILEY. 2010. 534 p.
- 9. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М. Радио и связь. 1986. 448 с.
- Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн.
 М. Наука. 1991. 200 с.
- Способ пеленгации источников радиоизлучения // Патент РФ на изобретение № 2788079 от 10.02.2022. Бюл. № 2 от 16.01.2023. Винник Л.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В.
- 12. Винник Л.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Способ пеленгации по совпадению нулей множества диаграмм направленности фильтрацией. адаптивной пространственной Сборник XXX трудов Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, радисовязь». Воронеж. 16–18 апреля 2024. Воронеж. Издательский дом ВГУ. 2024. Т. 4. с. 288-297.

Для цитирования:

Винник Л.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Скворцова Н.С., Шацкий В.В. Алгоритм совпадающих нулей диаграмм направленности для построения углового спектра со сверхразрешением // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 4. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.4.12