

УДК 621.396.41

В.П. Денисов, Д.В. Дубинин, Д.В. Ерофеев

Вопросы разрешающей способности фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток

Рассматриваются фазовые пеленгаторы с антенными системами в виде линейных решеток. Показано, что такие пеленгаторы при соответствующем построении обладают угловой разрешающей способностью. Выявляются причины подавления слабого сигнала сильным в подобных системах. Полученные закономерности иллюстрируются на примере пеленгатора с обработкой сигналов методом «суммирования косинусов».

Ключевые слова: разрешающая способность, фазовые радиопеленгаторы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16

Моноимпульсные фазовые радиопеленгаторы с антенными системами в виде решеток слабонаправленных элементов нашли широкое применение в системах радиотехнической разведки и радиомониторинга [1, 2]. Причиной этого служит то, что они являются беспойсковыми по углу, т.е. способны по одному излученному сигналу запеленговать источник радиоизлучения (ИРИ), находящийся в зоне обзора.

Недостатком фазовых радиопеленгаторов, построенных по известным схемам, является отсутствие угловой разрешающей способности, что проявляется в невозможности пеленгования источников радиоизлучения, сигналы которых одновременно попадают в полосу пропускания приемников. Очевидно, придание фазовым радиопеленгаторам такой возможности – актуальная научно-техническая задача.

Цель данной статьи – показать, что в совокупности разностей фаз, измеряемых в фазовых радиопеленгаторах, заложена информация о наличии и угловом положении двух источников радиоизлучения в зоне обзора и что при соответствующем построении пеленгатора возможность углового разрешения может быть реализована.

Цель достигается путем математического анализа фазовых соотношений сигналов на антенной системе пеленгатора при ее облучении двумя плоскими волнами с численными расчетами в среде MathCAD.

Простейший фазовый пеленгатор представляет собой разнесенные в пространстве антенны, приемные устройства, фазометр и вычислитель пеленга, соединенные между собой, как показано на рис. 1.

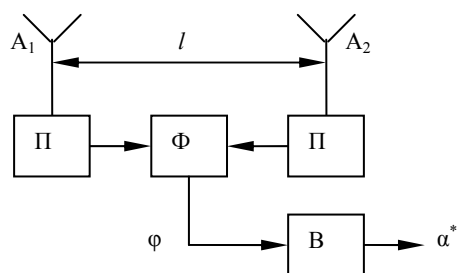


Рис. 1. Простейший фазовый радиопеленгатор:
A₁, A₂ – антенны, П – приемники, Ф – фазометр,
В – вычислитель

В переводной литературе такие пеленгаторы часто называют интерферометрами [3], хотя они являются таковыми только при определенном построении измерителя разности фаз, например, когда измерения выполняются с помощью измерительной линии.

Если на антенную систему пеленгатора, построенного по схеме рис. 1, падает одна плоская волна, то разность фаз φ сигналов на выходах антенн, угол прихода волны, отсчитываемый от нормали к антенной системе, α связаны известным соотношением

$$\Phi = \varphi + 2\pi k = 2\pi \frac{l}{\lambda} \sin \alpha, \quad (1)$$

где Φ – полная разность фаз; l – расстояние между фазовыми центрами антенн (фазометрическая база); λ – длина волны; k – число полных периодов разности фаз, утрачиваемых при фазовых измерениях.

Определение k называется устранением неоднозначности фазовых измерений и является отдельной задачей [4].

Формула (1) позволяет определить угол прихода волны (пеленг на источник излучения или переизлучения)

$$\alpha = \arcsin \frac{\lambda \cdot (\varphi + 2\pi k)}{2\pi l}. \quad (2)$$

Однако, если на антенную систему пеленгатора, построенного по схеме рис. 1, падают две или более волн, не различающихся ничем, кроме углов прихода, напряжения на выходах антенн A₁ и A₂ будут результатом их интерференции, и измеренная разность фаз не будет соответствовать пеленгу ни на один из излучателей. То есть пеленгаторы, построенные по схеме рис. 1, источники радиоизлучения (ИРИ) по углу не разрешают.

Практически пеленгаторы строятся по более сложной схеме, чем представленная на рис. 1. Устранение неоднозначности фазовых измерений приводит к необходимости иметь ряд фазометрических баз. Приемные антенны пеленгатора образуют решетку. Распределение фаз сигналов вдоль решетки зависит от количества принимаемых волн, их углов прихода и соотношений амплитуд. Совокупность разностей фаз сигналов на элементах решетки можно использовать для разрешения сигналов.

Для дальнейшего анализа примем, что слабонаправленные антенны пеленгатора образуют N -элементную решетку, а разности фаз φ_i измеряются относительно одной из них, как показано на рис. 2.

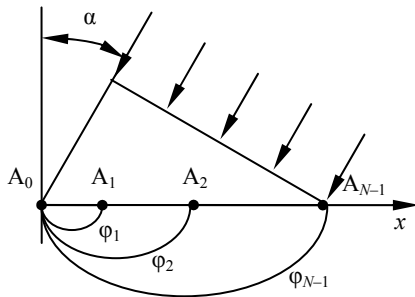


Рис. 2. Антенная система пеленгатора

Допустим, на данную антенную систему падают две плоские волны одинаковой частоты f_0 , одинаково поляризованные под углами α_1 и α_2 относительно нормали к ней. Сигналы в каждой точке x будут результатом интерференции этих волн. Будем иметь

$$u(t, x) = U(x) \cdot \cos[\omega_0 t - \psi(x)], \quad (3)$$

где

$$U(x) = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos[kx(v_1 - v_2) + \gamma_1 - \gamma_2]} \quad (4)$$

амплитуда результирующего сигнала,

$$\operatorname{tg} \psi(x) = \frac{U_1 \sin(kxv_1 + \gamma_1) + U_2 \sin(kxv_2 + \gamma_2)}{U_1 \cos(kxv_1 + \gamma_1) + U_2 \cos(kxv_2 + \gamma_2)}, \quad (5)$$

$\psi(x)$ – фаза результирующего сигнала; $U_1, U_2, \gamma_1, \gamma_2$ – амплитуды принимаемых сигналов и их начальные фазы в точке $x=0$; $v_1 = \sin \alpha_1, v_2 = \sin \alpha_2$. В случае когда $U_1 = U_2$,

$$U(x) = 2U_1 \left| \cos \left(\frac{\pi x}{\lambda} (v_1 - v_2) + \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2} \right) \right|, \quad (6)$$

$$\psi(x) = \pi \frac{x}{\lambda} (v_1 + v_2) + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} + i\pi. \quad (7)$$

В последней формуле $i=0$, если выражение, стоящее под знаком модуля в (6), положительно, и $i=1$, если оно отрицательно. По формулам (5), (7) на рис. 3 построены кривые $\psi(x)$. Параметром семейства является отношение амплитуд падающих волн, $R = U_2/U_1$.

Из рис. 3 видно, что при $U_1 = U_2$ функция $\psi(x)$ имеет характер периодических непрерывных колебаний вокруг прямой

$$\psi_0(x) = \pi \frac{x}{\lambda} (v_1 + v_2).$$

Пространственный период колебаний равен

$$T_\psi = \frac{2\lambda}{\Delta v}, \quad \Delta v = v_1 - v_2.$$

В точках разрывов амплитуда суммарного сигнала равна нулю. Как видим, в данном случае $\psi(x)$

содержит точную информацию об угловом положении обеих целей.

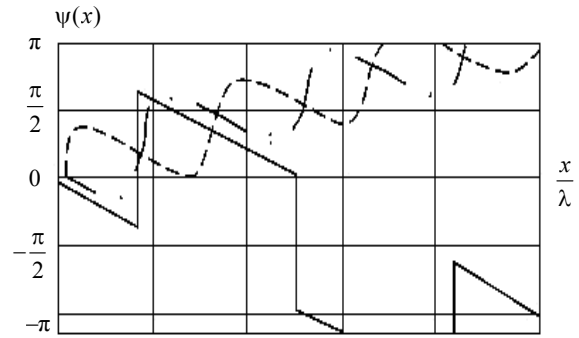


Рис. 3. Зависимость фазы результирующего сигнала от координаты антенной системы x :

- $R=0,8; \gamma_1 - \gamma_2 = \pi; v_1 = 0,05; v_2 = 0,25;$
- $R=1; \gamma_1 - \gamma_2 = 0; v_1 = 0,05; v_2 = 0,25;$
- · - · - $R=0,8; \gamma_1 - \gamma_2 = 0; v_1 = 0,05; v_2 = 0,25$

Наблюдая изменения фазы на пространственном интервале, большем, чем период T_ψ , можно определить величину периода, а следовательно, и угловой разнос источников сигналов $\Delta v = \frac{2\lambda}{T_\psi}$, а также представить среднее значение зависимости $\psi(x)$ в виде $\psi_0(x) = ax$. Далее можно вычислить

$$v_1 = \frac{a\lambda}{2\pi} + \frac{\lambda}{T_\psi}, \quad v_2 = \frac{a\lambda}{2\pi} - \frac{\lambda}{T_\psi}.$$

Очевидно, случай равенства амплитуд интерферирующих волн имеет лишь теоретическое значение, поскольку на практике встречается крайне редко.

Рассмотрим случай, когда $U_1 \neq U_2$. Положим для определенности $U_2 = R \cdot U_1, R < 1$. Найдем комплексную амплитуду суммарного сигнала

$$\begin{aligned} \dot{U}(x) &= U(x) \exp\{j \cdot \psi(x)\} = U_1 \cdot \exp\left\{j \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda} x v_1 + \gamma_1\right)\right\} \times \\ &\times \left[1 + R \cdot \exp\left\{j \cdot \left[\frac{2\pi}{\lambda} x (v_2 - v_1) + \gamma_2 - \gamma_1\right]\right\} \right]. \end{aligned}$$

Отсюда находим фазу суммарного сигнала в точке x антенной системы

$$\psi(x) = kxv_1 + \gamma_1 + \operatorname{arctg} \frac{R \cdot \sin \left[\frac{2\pi x}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma_2 - \gamma_1 \right]}{1 + R \cdot \cos \left[\frac{2\pi x}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma_2 - \gamma_1 \right]}. \quad (8)$$

Зависимость $\psi(x)$ (8) содержит два слагаемых:

$$\psi(x) = \psi_0(x) + \Delta\psi(x).$$

Первое из слагаемых – уравнение прямой, характеризующей изменение вдоль оси x фазы более сильного сигнала:

$$\psi_0(x) = \frac{2\pi}{\lambda} x v_1 + \gamma_1. \quad (9)$$

Второе слагаемое

$$\Delta\psi(x) = \arctg \frac{R \cdot \sin \left[\frac{2\pi x}{\lambda} (\nu_1 - \nu_2) + \gamma_1 - \gamma_2 \right]}{1 + R \cdot \cos \left[\frac{2\pi x}{\lambda} (\nu_1 - \nu_2) + \gamma_1 - \gamma_2 \right]} \quad (10)$$

описывает периодические колебания фазы вокруг прямой (9). Нетрудно показать, что период этих колебаний

$$T_\psi = \frac{\lambda}{\Delta\nu}, \quad (11)$$

а амплитуда

$$\Delta\psi_{\max} = \arctg \frac{R}{\sqrt{1-R^2}}. \quad (12)$$

Зависимость (8) для частных случаев представлена на рис. 3. Заметим, что она несет информацию об угловом положении обоих ИРИ. Заметим также, что колебания $\psi(x)$ относительно среднего значения, определяемые формулой (8), свидетельствуют о воздействии на входы пеленгатора двух волн (случай большего количества волн в статье не рассматривается). Амплитуда колебаний в соответствии с формулой (10) никогда не превышает $\pi/2$ и быстро убывает с уменьшением отношения амплитуд интерферирующих волн в соответствии с формулой (12). Этот эффект можно трактовать как подавление слабого сигнала сильным в нелинейных системах обработки. Извлечение фазы из сигнала является нелинейной процедурой. Эффект подавления слабого сигнала сильным отмечается в ряде работ по антенным решеткам, например, в [5, 6], но его физическая природа не раскрывается.

Проиллюстрируем далее полученные общие закономерности, а именно возможность углового разрешения сигналов с различными амплитудами, и подавление слабого сигнала сильным, на конкретном примере.

Рассмотрим многобазовый фазовый пеленгатор, в котором разрешение неоднозначности и оценка пеленга производятся методом «суммирования косинусоид» [4]. Метод устранения неоднозначности и оценки пеленга заключается в том, что формируются n (по числу измерительных баз) гармонических колебаний, начальные фазы которых равны разностям фаз сигналов на соответствующих базах, а частоты пропорциональны базам. Пеленг определяется по положению максимума суммы полученных колебаний

$$S_{\varphi}(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos(2\pi \cdot f_i \cdot t - \varphi_i), \quad (13)$$

где φ_i – разность фаз сигналов на i -базе; f_i – частота i -го колебания, пропорциональная соответствующей измерительной базе, так что $f_i t = x_i \cdot v$,

$x_i = \frac{l_i}{\lambda}$, n – количество фазометрических баз.

Если на антенны пеленгатора падает одна плоская волна под углом α_1 , так что

$$\varphi_i + 2\pi k_i = x_i \nu_1, \quad \nu_1 = \sin \alpha_1,$$

из (13) получаем

$$S_{\varphi}(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos[2\pi \cdot x_i (v - \nu_1)]. \quad (14)$$

Как следует из формулы (14), это периодическая функция с периодом по v , равным $\frac{1}{x_1} = \frac{\lambda}{l_1}$, главный максимум которой лежит в точке $v = \nu_1$.

Предположим далее, что антенная система пеленгатора представляет собой эквидистантную антенную решетку и все разности фаз измеряются относительно опорной антенны, как показано на рис. 2, так что $x_i = x_1 \cdot i$, $i = 1, 2, \dots, n$. Выбор именно такой антенной решетки обусловлен тем, что в ней наиболее полно реализуются возможности устранения неоднозначности фазовых измерений. Для этого случая из (14) имеем, воспользовавшись [7],

$$S_{\varphi}(v) = n \cos[(n+1)x_1 \pi (v - \nu_1)] \frac{\sin(n\pi x_1 (v - \nu_1))}{n \cdot \sin(\pi x_1 (v - \nu_1))}. \quad (15)$$

Главный максимум функции (15) точно соответствует истинному пеленгу, ширина главного лепестка равна $\frac{\lambda}{l_1(n+1)}$. Вид функции (15) иллюстрируется рис. 4, построенным для $x_1 = 1$, $A_0 = 1$.

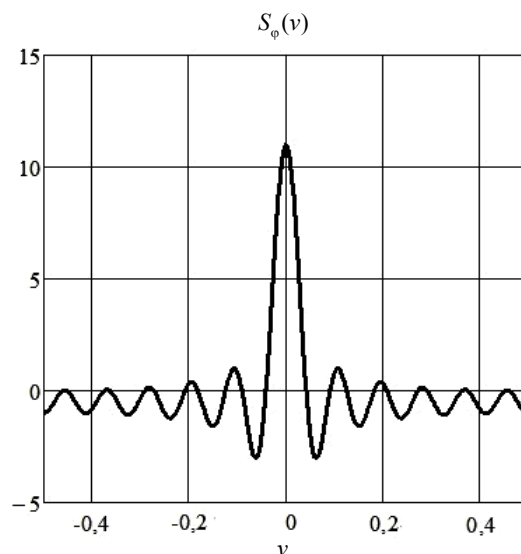


Рис. 4. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой на одну плоскую волну, $N=12$

Видно, что боковые лепестки функции не препятствуют правильному устранению неоднозначности измерений. Данный и последующий рисунки построены в среде MathCAD.

Предположим теперь, что на антенную систему пеленгатора падают две плоские волны под углами α_1 и α_2 . Используя формулу (8) для фазы суммарного сигнала в точке $x_i = l_i/\lambda$ антенной решетки, представим формулу (13) в виде [8]

$$S_{\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{A(i, v, v_1, v_2, \gamma)}{\sqrt{B(i, v_1, v_2, \gamma)}}, \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} A(i, v) &= \cos[2\pi x_i(v - v_1)] + R^2 \cdot \cos[2\pi x_i(v - v_2)] + \\ &+ 2R \cos[\pi x_i(v_2 - v_1) + \gamma] \cdot \cos\left[2\pi x_i\left(v - \frac{v_1 + v_2}{2}\right)\right], \\ B(i) &= 1 + R^4 + 4R^2 \cos^2[\pi x_i(v_2 - v_1) + \gamma] + \\ &+ 2 \cdot R^2 \cdot \cos[2\pi x_i(v_2 - v_1)] + \\ &+ 4 \cdot (R^3 + R) \cdot \cos[\pi x_i(v_2 - v_1)] \cdot \cos[\pi x_i(v_2 - v_1) + \gamma], \\ v_1 &= \sin \alpha_1, \quad v_2 = \sin \alpha_2, \quad \gamma = \gamma_2 - \gamma_1. \end{aligned}$$

В соответствии с (16) отклик пеленгатора на две принимаемые волны представляется суммой трех слагаемых. Первое слагаемое

$$S_{1\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{\cos[2\pi \cdot x_i(v - v_1)]}{\sqrt{B(i)}} \quad (17)$$

можно рассматривать как отклик пеленгатора на первую падающую волну. Второе слагаемое имеет такую же структуру и может рассматриваться как отклик на вторую падающую волну. Третье слагаемое является продуктом нелинейного взаимодействия сигналов в процессе их обработки.

$$S_{3\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{2R \cos[\pi x_i \Delta v + \gamma] \cos[2\pi x_i(v - \frac{v_1 + v_2}{2})]}{\sqrt{B(i)}}. \quad (18)$$

Данное слагаемое зависит от разности фаз γ и существенно влияет на возможность их разрешения. Действительно, если $\gamma = 0$, формула (16) приобретает вид

$$S_{\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{(1+R)[\cos[\pi x_i(v - v_1)] + R \cos[\pi x_i(v - v_2)]]}{\sqrt{B(i)}}. \quad (19)$$

Интерференционный член из формулы (16) исчезает, и разрешение сигналов по v зависит только от степени их близости.

Если же $\gamma = \pi$, то

$$S_{\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{(1-R)[\cos[\pi x_i(v - v_1)] - R \cos[\pi x_i(v - v_2)]]}{\sqrt{B(i)}}. \quad (20)$$

В точке $v = v_2$, соответствующей углу прихода волны с меньшей амплитудой, перед вторым слагаемым сохраняется знак «минус», т.е. максимума $S_{\bar{\varphi}}(v)$ в этой точке нет. Сигнал с меньшей амплитудой подавлен более сильным, волны не разрешаются. Таким образом, возможность разрешения сигналов зависит от разности фаз падающих волн.

Допустим далее, что принимаемые сигналы некогерентны, так что разность фаз γ – случайная величина, распределенная равномерно на интервале $\pm\pi$. Найдем при этих условиях среднее значение суммы (16). Основанием для применения данного алгоритма являлось то, что среднее по γ значение третьего (интерференционного) члена в числителе формулы (16) равно нулю. Однако от γ зависит и

знаменатель формулы, так что заранее результат усреднения не очевиден.

Результат получим численным методом, полагая $\gamma_i = i \cdot \frac{2\pi}{6}$, $i = 0, 1, \dots, 5$. Так что среднее значение суммы (16)

$$\bar{S}_{\bar{\varphi}}(v) = \frac{1}{6} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{A(i, v, v_1, v_2, \gamma)}{\sqrt{B(i, v_1, v_2, \gamma)}}. \quad (21)$$

На рис. 5 приведены результаты расчетов для эквидистантной решетки с $N = 12$, $x_1 = 1$, $R = 0,95$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0,24$.

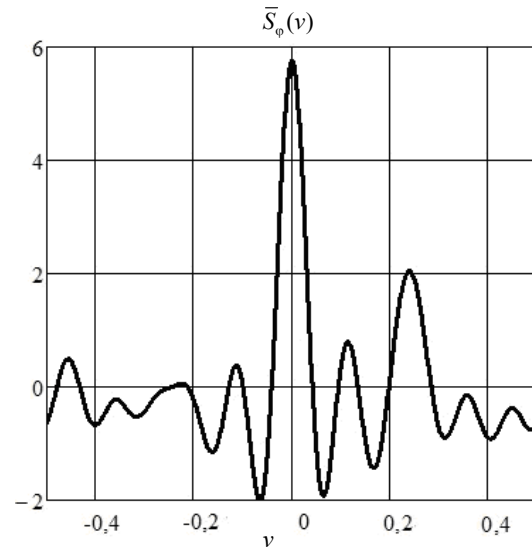


Рис. 5. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой на воздействие двух некогерентных волн: $N = 12$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0,24$, $R = 0,95$

Видно, что сигналы разрешаются, хотя и наблюдается подавление меньшего по амплитуде: отношение амплитуд входных сигналов 0,95, отношение откликов 0,36. Возникает вопрос о предельно малом угловом разnose источников некогерентных сигналов, при котором они разрешаются. Для «сплошной» решетки и равных по амплитуде сигналов он рассмотрен в монографии [8]. Под «сплошной» понимается гипотетическая решетка, имеющая бесконечное количество элементов с бесконечно малыми расстояниями между ними [9]. В этих условиях предел разрешения равен $0,85 \cdot \frac{\lambda}{L}$ (L – длина решетки) по критерию наличия двух максимумов в кривой $\bar{S}_{\bar{\varphi}}(v)$. Подтверждается известный факт, что в решетках с нелинейной обработкой сигналов может быть получено угловое разрешение, на 15–20% превосходящее критерий Рэлея [5].

Для рассматриваемой эквидистантной решетки с количеством элементов $N = 12$, на входе которой два некогерентных сигнала с угловым разansom $0,85 \cdot \frac{\lambda}{L}$ и отношением амплитуд $R = 0,95$, кривая $\bar{S}_{\bar{\varphi}}(v)$ приведена на рис. 6.

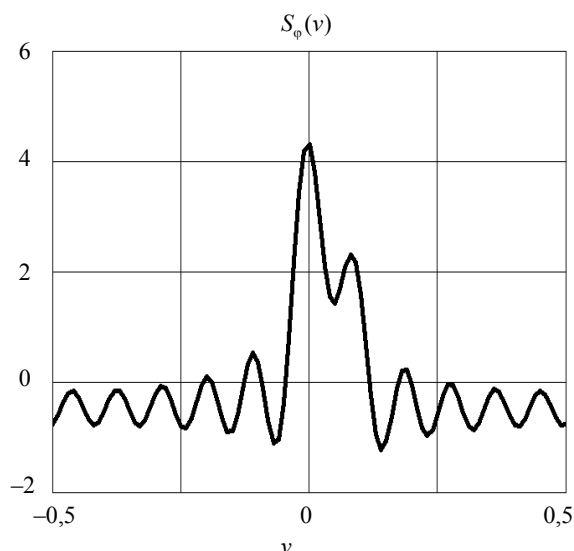


Рис. 6. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой на воздействие двух некогерентных волн: $N=12$, $v_1=0$, $v_2=0,07$, $R=0,95$

Кривая имеет два четких максимума, соответствующих угловым положениям источников излучения с некоторой погрешностью и значительно превышающих побочные максимумы, связанные с неоднозначностью фазовых измерений. Сигналы разрешаются, притом отношение амплитуд входных сигналов $R=0,95$ уменьшилось в отклике больше чем вдвое. Уменьшение амплитуды более слабого сигнала приводит к его еще более сильному подавлению в процессе обработки.

При $R \leq 0,7$ слабый сигнал практически не влияет на выходную функцию измерителя $\bar{S}_\varphi(v)$.

Выясним причины подавления слабого сигнала, используя полученные ранее математические соотношения. Анализируя числители формул (19), (20), видим, что подавление более слабого сигнала происходит, если разность фаз интерферирующих волн γ близка к π , и не происходит, если она близка к нулю. Но от γ зависят не только числители формул, но и их знаменатели. При разности фаз γ , близкой к π , знаменатель меньше, чем при разности фаз γ , близкой к нулю, что подчеркивает соответствующие составляющие при усреднении $\bar{S}_\varphi(v)$ по γ . Это и приводит к подавлению более слабого сигнала.

Выясним далее влияние неполноты (разреженности) антенной решетки. Антенные решетки фазовых пеленгаторов большей частью не являются эквидистантными. Существуют антенные структуры, которые при заданном числе элементов N и заданном отношении l_n/λ , где l_n – максимальная фазометрическая база, являются оптимальными с точки зрения получения максимальной вероятности правильного устранения неоднозначности. Набор таких структур приведен в [4]. Дальнейший анализ приводится для этих решеток. На рис. 7 приведен отклик

$\bar{S}_\varphi(v)$ на воздействие двух некогерентных волн пеленгатора, антенная система которого содержит 6 элементов, образующих фазометрические базы $\vec{x}=(3; 5; 6; 7; 11)$.

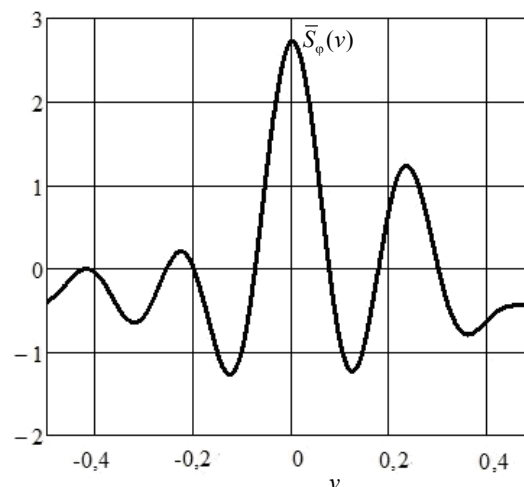


Рис. 7. Отклик пеленгатора с антенной решеткой (3; 5; 6; 7; 11) на воздействие двух некогерентных волн: $N=12$, $v_1=0$, $v_2=0,24$, $R=0,95$

Габаритный размер решетки такой же, как и в рассматриваемой эквидистантной с $N=12$. Из рис. 7 видно, что неоднозначность измерения устраняется, сигналы разрешаются, слабый сигнал подавляется более сильным. Аналогичные результаты получаются при моделировании работы пеленгаторов с иными оптимальными антенными системами.

Один из возможных вариантов технической реализации многобазового фазового пеленгатора, в котором для устранения неоднозначности измерений применен метод «суммирования косинусоид» с усреднением по начальным фазам принимаемых некогерентных сигналов, приведен в монографии [8].

Таким образом, в данной статье:

- показана принципиальная возможность углового разрешения некогерентных волн в фазовом пеленгаторе с антенными системами в виде линейных решеток;
- выявлены физические причины подавления слабого сигнала сильным в подобных системах;
- и то и другое проиллюстрировано на примере пеленгатора, в котором устранение неоднозначности и измерение пеленга производится известным методом «суммирования косинусоид».

Метод «суммирования косинусоид» использован в статье для иллюстрации возможности и предела разрешения источников некогерентных сигналов в многобазовых фазовых пеленгаторах. Метод использован нами в силу наглядности получаемых результатов. Очевидно, могут быть разработаны иные схемы построения пеленгаторов, реализующие принципиальные возможности разрешения и более подходящие в конкретных условиях применения.

Работа выполнена в рамках проекта по госзадачу Минобрнауки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Литература

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.
2. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А.И. Куприянов, Л.Н. Шустов. – М.: Вузовская книга, 2011. – 800 с.
3. Южаков В.В. Фазовые интерферометры в микроволновых системах посадки: обзор // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – № 6. – С. 50–66.
4. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.
5. Шоу Е. Теоретические и экспериментальные исследования разрешающей способности мультипликативных и аддитивных антенных решеток / Е. Шоу, Д. Девис // Зарубежная радиоэлектроника. – 1965. – № 11. – С. 103–123.
6. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ: в 3-х т.: пер. с англ. / под ред. Г.Т. Маркова, А.Ф. Чаплина. – М.: Сов. Радио, 1966. – Т. 1. – 536 с.; 1969. – Т. 2. – 496 с.; 1971. – Т. 3. – 464 с.
7. Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Гос. изд-во физико-математической литературы, 1963. – 1108 с.
8. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.
9. Урковитц Г. Функция угловой неоднозначности дискретно-непрерывной решетки // Труды Института радиоинженеров. – 1963. – № 12. – 1745 с.

Денисов Вадим Прокопьевич

Д-р техн. наук, профессор
каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-36-70
Эл. почта: dvp@ms.tusur.ru

Дубинин Дмитрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф.
радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-65
Эл. почта: dvd012@mail.ru

Ерофеев Денис Вадимович

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: +7-923-427-80-94
Эл. почта: erofeev_dv@mail.ru

Denisov V.P., Dubinin D.V., Erofeev D.V.

Questions of resolving ability of phase direction finder with antenna system in the form of linear array

The multiple-base phase direction finders with antenna systems in the form of linear array are considered, in which the elimination of the ambiguity of phase measurements and the bearing estimation are carried out by the «summation of cosine» method. It is shown that such direction finders have angular resolving power corresponding to the Rayleigh criterion. The reason for the suppression of a weak signal is found to be stronger during processing.

Keywords: resolving ability, phase direction finders.