

УДК 621.396.41

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

## Анализ разрешающей способности обзорных фазовых радиопеленгаторов

Показано, что угловое разрешение источников сигналов в фазовых пеленгаторах с антенными системами в виде линейных решеток из слабонаправленных элементов достигается путем определения для каждого из сигналов («сильного» и «слабого») своего набора полных периодов разностей фаз, утраченных при измерениях. Показаны реализуемость углового разрешения методом максимального правдоподобия, общность его оснований с методом «суммирования косинусоид». Даны оценки точности пеленгования принимаемых сигналов.

**Ключевые слова:** разность фаз, разрешающая способность, метод максимального правдоподобия.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2020-23-1-7-14

Рассматривается угловая разрешающая способность фазовых радиопеленгаторов, т.е. способность одновременно пеленговать два или более источника радиоизлучения. Фазовый пеленгатор, понимаемый в традиционном смысле [1], разрешающей способностью не обладает. Целью данной работы является применение метода максимального правдоподобия в решении задачи углового разрешения сигналов, сравнение его с известным методом «суммирования косинусоид». Придание фазовым пеленгаторам свойства углового разрешения существенно расширяет область их применения.

Простейшая структурная схема фазового пеленгатора приведена на рис. 1. Предполагается, что элементы антенной системы слабонаправленные, так что могут одновременно принимать сигналы из широкого сектора обзора.

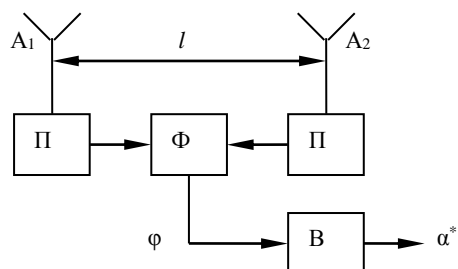


Рис. 1. Простейший фазовый радиопеленгатор:  
A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> – антенны, П – приемники, Ф – фазометр,  
В – вычислитель

Разность фаз сигналов  $\varphi$  на антеннах пеленгатора и угол прихода  $\alpha$  на пеленгатор плоской волны связаны известным соотношением

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

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

В обзорных фазовых пеленгаторах отыскание  $k$  (разрешение неоднозначности фазовых измерений) производится путем применения ряда разнесенных антенн и последующей обработки совокупности

измеренных разностей фаз. Разные подходы к разрешению неоднозначности фазовых измерений можно найти в [2–5].

Схожесть терминов «угловое разрешение» и «разрешение неоднозначности измерений» заставляет нас подчеркнуть, что предмет рассмотрения статьи – угловая разрешающая способность фазовых пеленгаторов. Вопросы разрешения неоднозначности фазовых измерений затрагиваются в свете решения поставленной задачи.

Вопросы угловой разрешающей способности радиопеленгаторов с антенными решетками широко обсуждаются в литературе, причем акценты делаются на сверхразрешение. Алгоритмы сверхразрешения основаны на вычислении корреляционной матрицы сигналов с выходов элементов решетки [7]. Для реализации такой возможности приемные тракты должны быть линейными, чтобы не исказить фазовые и амплитудные соотношения сигналов. По существу, это поисковые по углу алгоритмы, так как они требуют проверки наличия или отсутствия сигнала в каждом элементе углового разрешения путем проведения объемных матричных вычислений.

В фазовых пеленгаторах линейность приемных трактов не требуется. Как правило, они включают в себя ограничители сигналов по амплитуде для увеличения точности фазовых измерений. Кроме того, обзорные фазовые пеленгаторы беспоисковые по углу. Указанные особенности фазовых пеленгаторов приводят к их широкому применению в системах радиоэлектронной борьбы [8, 9]. Придание фазовым пеленгаторам свойства углового разрешения улучшает их оперативные возможности. Реально угловое разрешение проявляется в способности пеленгования сигналов, одновременно попадающих в полосу пропускания приемника.

Предположим, что антенная система пеленгатора представляет собой линейную решетку из  $N$  элементов и на ней образовано  $n = N - 1$  фазометрических баз, как показано на рис. 2.

Существует два принципиально разных подхода к обработке совокупности разности фаз  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ , измеренных на антенной системе. Первая заключается в том, что пеленг на источник ра-

диоизлучения (ИРИ) определяется с использованием формулы (1), где  $l$  – самая большая база из имеющихся. Все остальные измерения используются только для устранения неоднозначности.

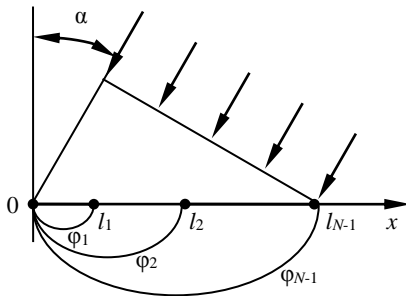


Рис. 2. Антенная система пеленгатора

Очевидно, в отношении угловой разрешающей способности такой пеленгатор эквивалентен двухканальному, построенному по схеме рис. 1, и угловой разрешающей способностью не обладает. Имея его в виду, авторы книги [1] утверждают, что многошкальные системы можно применять там, где исключено появление двух или более сигналов.

Второй подход заключается в том, что как устранение неоднозначности фазовых измерений на каждой из баз, так и последующее вычисление пеленга производится по всей совокупности измеренных разностей фаз. Этот подход развит на основе принципа максимального правдоподобия в предположении, что фазовые погрешности подчиняются многомерному нормальному закону распределения с известной корреляционной матрицей [2, 3]. После устранения неоднозначности измерений пеленг вычисляется по формуле

$$v = \sum_{i=1}^n q_i \Phi_i = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_i + 2\pi k_i), \quad (2)$$

где  $v = \sin \alpha$  – направляющий косинус приходящей волны по отношению к оси  $x$  (рис. 2);  $n$  – число фазометрических баз;  $\Phi_i$  – полная разность фаз на базе  $l_i$ ;  $\varphi_i$  – измеренная разность фаз на базе  $l_i$ ;  $\mathbf{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)$  – вектор весов, зависящий от структуры антенной системы и корреляционной матрицы фазовых погрешностей [3].

Предположим, что на антенную систему приходят сигналы от двух (или более) источников радиоизлучения (ИРИ). Они создают единую совокупность измеренных разностей фаз  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ , входящую в формулу (2). Разрешение сигналов возможно за счет определения для каждого из них своего набора полных периодов разностей фаз на фазометрических базах  $k_1, k_2, \dots, k_n$  и последующих вычислений по формуле (2).

Пусть на антенную систему пеленгатора (см. рис. 2), падают две плоские одинаково поляризованные волны одной частоты под углами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  к нормали. Воспользовавшись формулами для фазы результирующего сигнала в точке  $x$  антенной ре-

шетки [3], определим разность фаз сигналов на произвольной базе  $l_i$

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} l_i v_1 + \arctg \frac{2R \cdot \sin \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}{1 + 2R \cdot \cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right]} \times \frac{\cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right] + R^2 \sin \left[ \frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}{\cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right] + R^2 \cos \left[ \frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}, \quad (3)$$

где  $v_1 = \sin \alpha_1$ ,  $\alpha_1$  – угол прихода первой волны;  $v_2 = \sin \alpha_2$ ,  $\alpha_2$  – угол прихода второй волны;  $R = \frac{U_2}{U_1}$  – отношение амплитуд волн;  $\gamma$  – разность фаз приходящих волн на антенне  $A_0$ .

Будем считать, что амплитуда первой волны всегда больше, чем второй, так что  $U_2/U_1 < 1$ . Случай равенства амплитуд не рассматривается как маловероятный.

Формула (3) представляет разность фаз сигналов на базе  $l_i$  в виде суммы двух слагаемых.

$$\Phi_i = \Phi_{li} + \Delta\Phi_i. \quad (4)$$

Первое слагаемое  $\Phi_{li} = \frac{2\pi}{\lambda} l_i v_1 = \varphi_i + 2\pi k_i$  – разность фаз, которую создавал бы на базе  $l_i$  более сильный сигнал, если бы он был один,  $|\varphi_i| < \pi$ .

Второе слагаемое  $\Delta\Phi_i$  состоит из целого числа периодов разности фаз  $2\pi \cdot \Delta k_i$  и дробной части периода

$$\Delta\varphi_i = \arctg \frac{2R \cdot \sin \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}{1 + 2R \cdot \cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right]} \times \frac{\cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right] + R^2 \sin \left[ \frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}{\cos \left[ \frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right] + R^2 \cos \left[ \frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}. \quad (5)$$

Это слагаемое зависит от базы  $l_i$  разности пеленгов источников радиоизлучения  $v_2 - v_1$  и разности фаз сигналов  $\gamma$  этих источников на антенне  $A_0$ . По предположению  $R < 1$ , так что аргумент арктангенса с учетом возможных знаков числителем и знаменателем формулы (5) не превосходит  $\pm\pi$ .

Заметим, что разность фаз  $\gamma$  может быть постоянной, если излучения пеленгуемых источников когерентны. Такая ситуация возможна, когда пеленгуется так называемая «парная цель», специально организованная в процессе РЭБ [10]. Для пеленгаторов, работающих в системах радиомониторинга или радиотехнической разведки, более вероятна ситуация, когда пеленгуются независимые источники, и,

следовательно, их излучения некогерентны. Практически это означает, что разность фаз  $\gamma$  – случайная величина, изменяющаяся во времени, распределенная равномерно на интервале  $\pm\pi$ .

Заметим, что классические критерии разрешения (Рэлея, Вудворда) сформулированы для некогерентных источников сигналов [11].

В настоящее время для расчета пеленга по совокупности разностей фаз, измеряемых между элементами антенной системы, находит применение метод максимального правдоподобия, разработанный для условий, когда на вход пеленгатора поступает одна плоская волна, а погрешности измерения разности фаз случайны и подчиняются нормальному закону распределения. Выясним, пригоден ли этот метод для разрешения сигналов.

Если на входе пеленгатора одна плоская волна, а фазовые погрешности на базах независимы и имеют равные дисперсии  $\sigma_\varphi^2$ , функция правдоподобия  $L_\varphi(v_1)$  имеет вид

$$L_\varphi(v_1) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right)^2 \cdot \exp \left\{ -\sum_{i=1}^n \frac{(\varphi_i + k_i - n_{xi}v_1)^2}{2\sigma_\varphi^2} \right\}, \quad (6)$$

где  $\varphi_i$  выражаются в рад/ $2\pi$ ,  $n_{xi} = l_i / \lambda$ .

Для наглядного представления вида функции правдоподобия предположим, что истинное значение синуса пеленга  $v_1 = 0$ , разность фаз на базах равна нулю. Последнее предположение означает, что в конкретной совокупности измеренных разностей фаз  $\varphi_i$  погрешности измерений отсутствуют. При сделанных допущениях целое число периодов разностей фаз в формуле (6) на измерительных базах

$$k_i = [n_{xi}v_1],$$

где символ  $[ \bullet ]$  означает округление до ближайшего целого.

Функцию правдоподобия (6) можно записать в виде

$$L_\varphi(v_1) = K \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_\varphi^2} \cdot p(v_1) \right\}, \quad (7)$$

где  $p(v_1) = \sum_{i=1}^n (n_{xi}v_1 - [n_{xi}v_1])^2$  – показатель степени.

На рис. 3, а показан показатель степени  $p(\varphi, v_1)$  формулы (7), являющийся достаточной статистикой функции правдоподобия, а на рис. 3, б – функция правдоподобия  $L_\varphi(v_1)$  для антенной решетки с от-

носительными базами  $n_{x1} = \frac{l_1}{\lambda} = 1$ ,  $n_{x2} = \frac{l_2}{\lambda} = 2$ ,

$n_{x3} = \frac{l_3}{\lambda} = 3$ . Кривая рис. 3, б так же, как и другие

изображения функции правдоподобия в данной статье, нормирована к максимальному значению. Видно, что как один, так и другой график имеют экстремумы, точно соответствующие  $v_1 = 0$ .

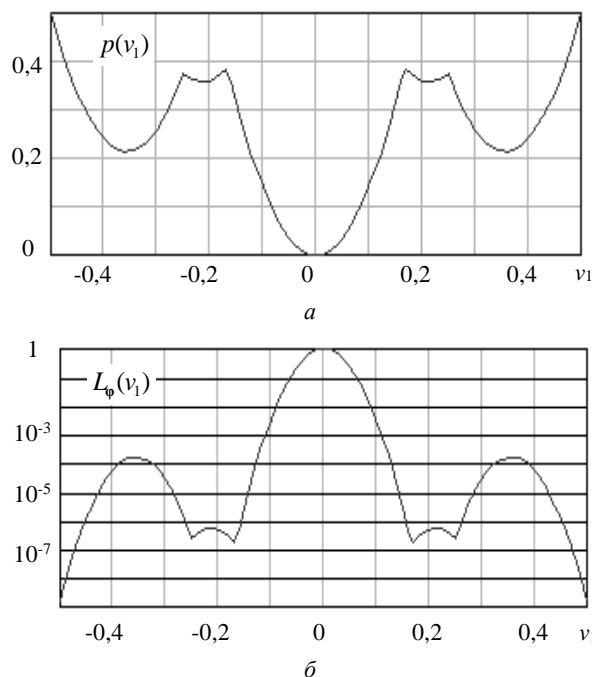


Рис. 3. Показатель степени функции правдоподобия (7),  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0 - a$ ; функция правдоподобия (7),  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0 - б$

В дальнейшем для краткости письма структуру баз будем задавать вектор-строкой  $\mathbf{n}_x$ . В данном случае  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ .

Применим изложенный подход к ситуации, когда на входе пеленгатора присутствует две плоские волны, так что разность фаз на базах определяется формулой (3). Запишем функцию правдоподобия синуса пеленга более сильного сигнала  $v_1$ , считая синус пеленга второго сигнала, разность фаз сигналов  $\gamma$  и отношение амплитуд  $R$  фиксированными параметрами.

При таком подходе добавка  $\Delta\Phi_i$  к измеряемой разности фаз формально выступает как погрешность измерений угла прихода более сильного сигнала.

Как и ранее, будем считать, что погрешности фазовых измерений распределены по нормальному закону с равными дисперсиями  $\sigma_\varphi^2$  и не коррелированы от канала к каналу. Получим

$$L_\varphi(v_1) = K \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_\varphi^2} \cdot p(\varphi, v_1) \right\}, \quad (8)$$

где

$$p(\varphi, v_1) = \sum_{i=1}^n (n_{xi}v_1 + \Delta\varphi_i - \Phi_i - [n_{xi}v_1 + \Delta\varphi_i - \Phi_i])^2;$$

$\Delta\varphi_i$  определяется формулой (5), в которой  $v_1$  – текущее значение синуса пеленга более сильного сигнала;  $\Phi_i$  определяется формулой (3), в которой  $v_1$  – истинное значение параметра,  $[ \bullet ]$  означает округление до ближайшего целого.

На рис. 4, *a*, *б* показан показатель степени  $p(\varphi, v_1)$  функции (8) и функции правдоподобия  $L_\varphi(v_1)$ , вычисленный для антенной решетки  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0$ ,  $v_2 = 1/3$ ,  $\gamma = 0$ . Разнос источников  $v_2 - v_1 = 1/3$  соответствует Рэлеевскому критерию разрешения для данной антенной решетки.

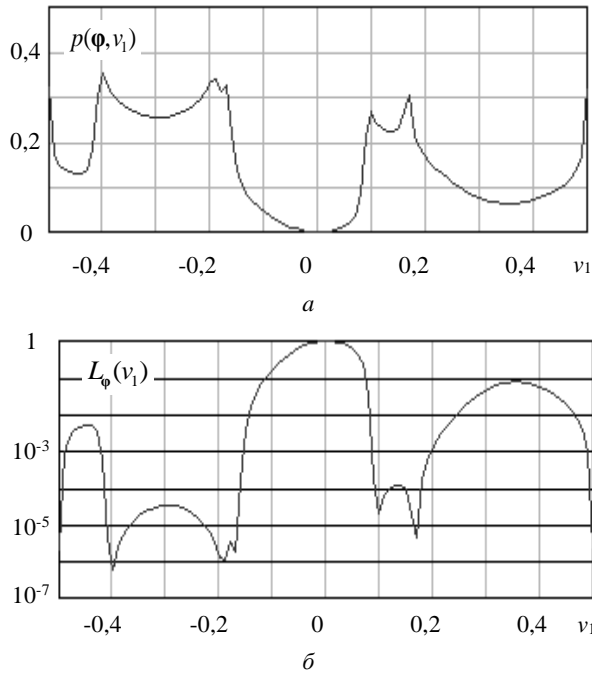


Рис. 4. Показатель степени функции правдоподобия (8),  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0$ ,  $v_2 = 1/3$ ,  $\gamma = 0$ ,  $R = 0,9$  – *a*; функция правдоподобия (8),  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0$ ,  $v_2 = 1/3$ ,  $\gamma = 0$ ,  $R = 0,9$  – *б*

Видно, что как один, так и другой график имеют четкие экстремумы, соответствующие положению целей. В обоих случаях экстремумы значительно превышают боковые лепестки функции правдоподобия, сигналы разрешаются. Таким образом, метод максимального правдоподобия, оптимальный для оценки угла прихода единственного сигнала на входе пеленгатора, оказался работоспособным и для случая, когда сигналов два, и способен их разрешать.

Функция правдоподобия (8) существенно зависит от разности начальных фаз сигналов  $\gamma$ . Чтобы подчеркнуть данную зависимость, запишем  $L_\varphi(v_1) = L_\varphi(v_1, \gamma)$ . В приведенных построениях мы полагали  $\gamma = 0$ , тогда сигналы разрешаются. При некоторых других значениях  $\gamma$  разрешение отсутствует. Для устранения зависимости функции правдоподобия от  $\gamma$  усредним ее по  $\gamma$ , считая эту величину распределенной равномерно на интервале  $[-\pi, \pi]$ .

$$\overline{L_\varphi(v_1)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} L_\varphi(v_1, \gamma) d\gamma. \quad (9)$$

Черта над  $L_\varphi(v_1)$  в левой части равенства означает усреднение.

На рис. 5 приведена функция (9), рассчитанная для тех же значений  $v_1, v_2, R$ , что и график рис. 4, *б*. Усреднение выполнено численным методом по 100 значениям  $\gamma$ , равномерно распределенным на интервале  $[-\pi, \pi]$ .

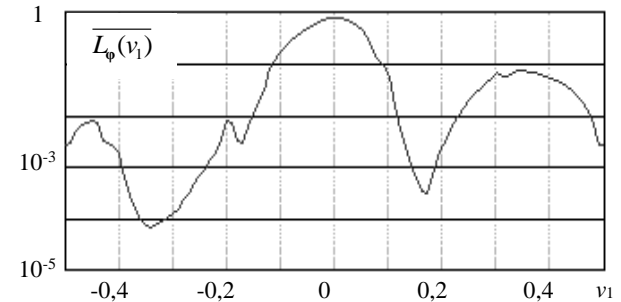


Рис. 5. Усредненная по  $\gamma$  функция правдоподобия  $L_\varphi(v_1)$ ,  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3)$ ,  $v_1 = 0$ ,  $v_2 = 1/3$ ,  $\gamma = 0$ ,  $R = 0,9$

Видно, что усредненная функция имеет четкие максимумы, соответствующие положению обеих целей. Сигналы разрешаются.

Приведенные выкладки и графики показывают принципиальную возможность использования функции правдоподобия более сильного сигнала для углового разрешения. Однако достаточно быстродействующий алгоритм практической реализации такой возможности пока не разработан.

Покажем, что некоторые характеристики разрешения сигналов на основе функции правдоподобия близки к получаемым при обработке сигналов методом «суммирования косинусоид» [2]. Его разрешающая способность рассмотрена в статье [14], а пример практической реализации с учетом необходимости усреднения по разности начальных фаз  $\gamma$  – в монографии [3].

При наличии на входе пеленгатора одной волны пеленг находится по максимуму суммы

$$S_\varphi(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos(2\pi \cdot n_{xi} v - \varphi_i), \quad (10)$$

где  $\varphi_i$  – разность фаз на  $i$ -й базе.

Функция правдоподобия  $L_\varphi(v)$  и «сумма косинусоид» имеют одинаковую структуру. Действительно, если  $\varphi_i = 0$ , то с учетом неоднозначности фазовых измерений функция правдоподобия выражается формулой (7). На рис. 6, *a* показано изменение множителей функции (7) в зависимости от  $v_1$

$$y(v_1) = K \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_\varphi^2} (n_{xi} v_1 - [n_{xi} v_1])^2 \right\}. \quad (11)$$

На рис. 6, *б* одно из гармонических слагаемых функции (10) соответствующего масштаба

$$S_1(v_1) = A_0 \cdot \cos(2\pi \cdot n_{x1} v_1). \quad (12)$$

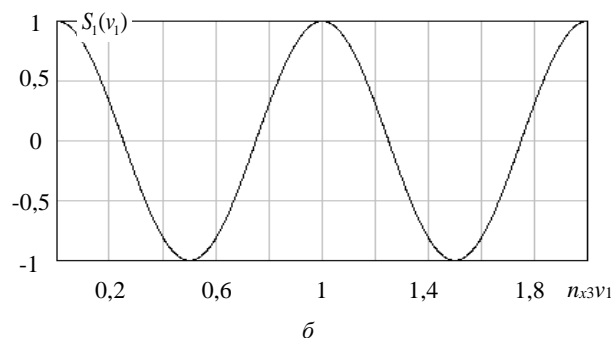
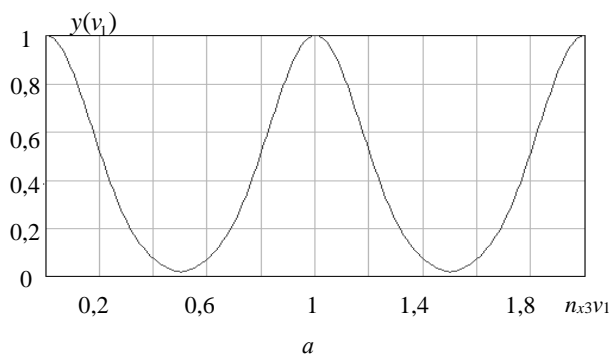


Рис. 6. Один из сомножителей функции правдоподобия (7)  $n_{x3} = 3 - a$ ; одно из гармонических слагаемых функции (10)  $n_{x3} = 3 - b$

Положение максимумов и минимумов функций на оси  $v_1$  совпадает. Заметим, что в области максимумов, там, где справедливо разложение

$$\cos(2\pi n_{xi} v) = 1 - (2\pi n_{xi} v)^2,$$

сумма косинусов точно аппроксимирует показатель степени функции правдоподобия (7). Вследствие этого «сумма косинусов» (10) обеспечивает получение оптимальной оценки пеленга при условии, что сигнал на входе один [2].

Основное различие заключается в том, что  $S_1(v_1)$  (12) имеет отрицательные полуволны, а функция  $y(v_1)$  (11) их не имеет. В связи с этим различаются и функции  $L_\varphi(v)$  (7), и «сумма косинусов». На рис. 7 показана «сумма косинусов» (10) для тех же условий, для которых построены графики (см. рис. 3, 4). Различие в области минимумов весьма значительно. Вместе с тем положение целей определяется по максимумам функций, которые формируются похожими компонентами и расположены в одних и тех же точках на оси  $v$ .

Поэтому по данным, полученным с помощью «суммы косинусов», можно судить о характеристиках разрешения методом максимального правдоподобия.

«Сумма косинусов» помимо основного лепестка имеет побочные, меньшие основного. Эти лепестки образуются путем суммирования «косинусов», максимумы которых расположены симметрично справа и слева от него.

Положение побочного максимума относительно главного найдем по формуле (2).

$$\Delta v = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_i + k_i),$$

где  $|\varphi_i| \leq 0,5$ .

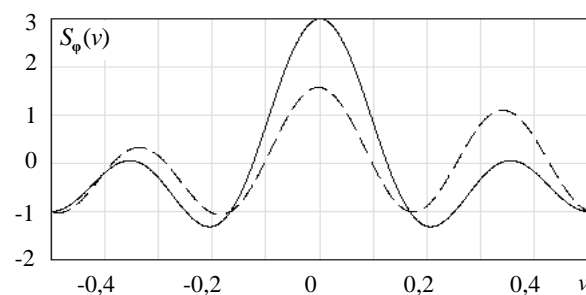


Рис. 7. «Сумма косинусов» при воздействии:

— — одного сигнала на входе,  $v_1 = 0$ ;  
 - - - - двух сигналов на входе,  $v_1 = 0, v_2 = 1/3$

При суммировании оказывается, что в побочных максимумах дробные части полной разности фаз почти полностью компенсируются  $\sum_{i=1}^n q_i \varphi_i \approx 0$ .

Так что

$$\Delta v = \sum_{i=1}^n q_i k_i, \tag{13}$$

То есть положение каждого побочного максимума соответствует определенному набору целых чисел, которые в монографии [3] названы векторами неоднозначности  $\mathbf{k}_i$ . Данное утверждение распространяется на минимумы «суммы косинусов» и побочные максимумы функции правдоподобия. Поскольку в статье оно строго не доказано, проверим его выполнение на конкретном примере. Для примера возьмем одиннадцатибазовый пеленгатор с эквидистантной антенной решеткой  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3, \dots, n)$ , рассматриваемый в [3]. Из приведенного в ней рисунка следует, что первый побочный максимум «суммы косинусов» расположен в точке  $v = 0,107$ , первый минимум в точке  $v = 0,152$ , третий минимум в точке  $v = 0,326$ .

Векторы неоднозначности, соответствующие данным экстремумам,

$$\mathbf{k}_1 = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1), \mathbf{k}_2 = (0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, 2),$$

$$\mathbf{k}_3 = (0, 1, 1, 1, 2, 2, 2, 3, 3, 3, 4).$$

Весовые коэффициенты в (2) для данной антенной решетки вычисляются по формуле [3]

$$q_i = \frac{i}{\sum_{i=1}^n i^2}.$$

Вычисления дают: первый максимум  $v_1 = 0,1085$ , первый минимум  $v_1 = 0,149$ , третий минимум  $v_1 = 0,329$ . Расхождение расчетных и гипотетических значений не превышает 1,5%. Расхождение объясняется тем, что метод «суммирования

косинусоид» неточно реализует алгоритм (13) в силу нелинейности слагаемых.

При наличии на входе пеленгатора двух сигналов более слабый из них мало влияет на точность пеленгования более сильного, что следует из формулы (2). Полученные соотношения позволяют оценить точность пеленгования более слабой из разрешаемых целей. Учтем, что главный максимум функции правдоподобия («суммы косинусоид») всегда соответствует положению более сильной цели. Предположим, что «слабая» цель отстоит от более сильной на целое число интервалов между главным максимумом суммы косинусоид и одним из побочных максимумов (минимумов), когда цель одна. В этом случае погрешность пеленгования вообще отсутствует. В силу соотношения (2) максимальная погрешность пеленгования «слабой» цели при ее произвольном положении на оси  $v_1$  равна половине интервала между соседними максимумом и минимумом.

Рассмотрим пеленгатор с эквидистантной антенной решеткой и вектором баз  $\mathbf{n}_x = (1, 2, 3, \dots, n)$ . Если на такой пеленгатор воздействует одна плоская волна, «сумма косинусоид» описывается формулой [13]

$$S_\varphi(v_1) = n \cdot \cos[(n+1)\pi n_{x1}v_1] \cdot \frac{\sin(\pi n_{x1}v_1)}{n \cdot \sin(\pi n_{x1}v_1)}.$$

Из этой формулы следует, что интервал между соседними минимумом и максимумом определяется примерным соотношением

$$\Delta v_{\text{мм}} = \frac{1}{2n+1}.$$

Следовательно, погрешность пеленгования «слабой» цели не должна превосходить

$$\Delta v_{\text{погр}} = \frac{1}{2(2n+1)}. \quad (14)$$

Интервал однозначного пеленгования по самой большой базе  $\Delta v_{\text{одн}}(l_n) = \frac{1}{n}$ . Максимальная погрешность пеленгования «слабой» цели не превосходит четверти этой величины.

На рис. 8 показаны погрешности пеленгования «сильной» и «слабой» целей  $v_{\text{изм}} - v_{\text{ист}}$  в зависимости от положения последней для одиннадцатибазового пеленгатора  $\mathbf{n}_x = (1, 2, \dots, 11)$ . Видно, что при расположении «слабой» цели в максимумах и минимумах кривой  $S_\varphi(v)$  (10) погрешности пеленгования равны нулю. Они максимальны в середине интервала между ними и при этом не превышают максимальной расчетной величины (14).

При перемещении «слабой» цели по оси  $v$  от максимума до минимума кривой  $S_\varphi(v)$  (10) уменьшается отношение значений кривой в максимумах слабой и сильной целей (при  $R=0,9$  вдвое). Иными словами, происходит более интенсивное подавление «слабого» сигнала более сильным. При расположе-

нии «слабого» сигнала в максимумах кривой  $S_\varphi(v)$  подавление можно аппроксимировать как  $R^4$ , что согласуется с оценкой подавления, приведенной в статье [14] для решеток с нелинейной обработкой сигналов.

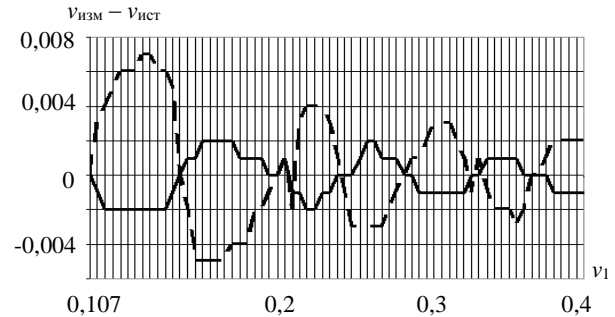


Рис. 8. Погрешности пеленгования целей: — — «сильная»; - - - - «слабая»

### Заключение

Основные результаты данной работы заключаются в следующем:

1. Показано, что при наличии на входе фазового радиопеленгатора с антенной системой в виде линейной решетки двух плоских волн их угловое разрешение возможно на основе сопоставления каждой из них своей совокупности полных разностей фаз, утраченных при измерениях. Таким образом, угловое разрешение в фазовых радиопеленгаторах тесно связано с устранением неоднозначности фазовых измерений.

2. Показано, что при наличии на входе пеленгатора двух плоских волн функция правдоподобия более сильного из них может использоваться для углового разрешения. Если волны не когерентны, требуется усреднение функции правдоподобия по разности фаз принимаемых волн.

3. Проведен сравнительный анализ углового разрешения на основе функции правдоподобия и методом «суммирования косинусоид». В основе каждого из алгоритмов лежат похожие функции, поэтому относительно просто реализуемый метод «суммирования косинусоид» можно использовать для оценки характеристик разрешения методом максимального правдоподобия.

4. Оценена точность пеленгования более «слабой» цели, которая, как известно, в нелинейной системе давится более сильной. Показано, что в эквидистантных решетках максимальная ошибка пеленгования не превосходит 1/4 интервала однозначного пеленгования по самой большой фазометрической базе.

Работа выполнена в рамках проекта по госзадачу Минобрнауки РФ № FEWM-2020-0039.

### Литература

1. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мель-

ник и др.; под ред. В.Е. Дулевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

2. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.

3. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.

4. Кинкулькин И.Е. Глобальные навигационные спутниковые системы: алгоритмы функционирования аппаратуры потребителя. – М.: Радиотехника, 2018. – 325 с.

5. Lipsky S.E. Microwave passive direction finding. – Raleigh, USA: SciTech Publishing, Inc., 2004. – 320 p.

6. Verhagen S. New Global Navigation Satellite System Ambiguity Resolution Method Compared to Existing Approaches / S. Verhagen, P.J.G. Teunissen // Journal of Guidance Control and Dynamics. – 2006. – Vol. 29, No. 4. – P. 981–991.

7. Рагынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

8. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А.И. Куприянов, Л.Н. Шустов. – М.: Вузовская книга, 2011. – 800 с.

9. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Военное изд-во, 2006. – 454 с.

10. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.

11. Хургин Я.И. Фinitные функции в физике и технике / Я.И. Хургин, В.П. Яковлев. – М.: Наука, 1971. – 408 с.

12. Фазовый пеленгатор. Патент РФ 2536440 МПК G 01 S 3/46. / В.Н. Смирнов (РФ), А.В. Шереметьев (РФ), С.Н. Кульпин (РФ), М.Н. Тимофеев (РФ), В.В. Иванов (РФ). – № 2 013 125 080 / 07; заявл. 29.05.13; опубл. 27.12.14, Бюл. № 36. – 12 с.

13. Денисов В.П. Вопросы разрешающей способности фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин, Д.В. Ерофеев // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 11–16. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16

14. Шоу Е. Теоретические и экспериментальные исследования разрешающей способности мультипликативных и аддитивных антенных решеток / Е. Шоу, Д. Девис // Зарубежная радиоэлектроника. – 1965. – № 11. – С. 103–123.

#### Денисов Вадим Прокопьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем (РТС) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70  
Эл. почта: dvp15@sibmail.com

#### Дубинин Дмитрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и систем связи ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0003-4588-3778  
Тел.: +7 (382-2) 41-33-65  
Эл. почта: dvd012@mail.ru

#### Ерофеев Денис Вадимович

Аспирант каф. РТС ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7-923-427-80-94  
Эл. почта: erofeev\_dv@mail.ru

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

#### Analysis of the resolution of panoramic phase direction finder

It is shown that the angular resolution of signals in phase direction finders with antenna systems in the form of linear arrays of weakly directed elements is achieved by determining for each of the signals of its set of total phase differences lost during measurements. The common grounds for angular resolution are shown by the maximum likelihood and the “cosine summation” methods. The accuracy estimates of direction finding of a weaker signal of the two received.

**Keywords:** resolving ability, phase difference, maximum likelihood method.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2020-23-1-7-14

#### References

1. Dulevich V.E., Korostylev A.A., Kluev N.F., Mel'nik Y.A. *Teoreticheskie osnovy radiolokatsii* [Theoretical bases of radiolocation]. Moscow, Sov. radio, 1978. 608 p. (in Russ.).

2. Belov V.I. *Teoriya fazovykh izmeritel'nykh sistem* [Theory of phase measurement systems]. Tomsk. TUSUR, 1994. 102 p. (in Russ.).

3. Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovye radiopelengatory* [Phase direction finders]. Tomsk. TUSUR, 2002. 251 p. (in Russ.).

4. Kinkul'kin I.E. *Globalnye navigatsionnye sputnikovye sistemy: algoritmy funkcionirovaniya apparatury potrebitelya* [Global Navigation Satellite System: functioning algorithms in user's equipment]. Moscow, Radiotekhnika, 2018. 325 p. (in Russ.).

5. Lipsky S.E. *Microwave passive direction finding*. Raleigh, USA, SciTech Publishing Inc., 2004. 320 p.

6. Verhagen S., Teunissen P.J.G. New Global Navigation Satellite System Ambiguity Resolution Method Compared to Existing Approaches. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2006, vol. 29, no. 4. pp. 981–991.

7. Ratynskiy M.V. *Adaptatsiya i sverhrazreshenie v antennykh reshetkah* [The adaptation and superresolution in antenna arrays]. Moscow. Radio i svjaz, 2003. 200 p. (in Russ.).

8. Kupriyanov A.I., Shustov L.N. *Radioelektronnaya bor'ba. Osnovy teorii* [Electronic warfare. Theoretical bases]. Moscow, Vuzovskaya kniga, 2011. 800 p. (in Russ.).

9. Smirnov Y.A. *Radiotekhnicheskaya razvedka* [Electronic intelligence]. Moscow, Voennoe izd-vo, 2006. 454 p. (in Russ.).

10. Leonov A.I., Fomichev K.I. *Monoimpul'snaya radiolokatsiya* [The monopulse radiolocation]. Moscow. Radio i svjaz', 1984. 312 p. (in Russ.).

11. Hurginyan I.I., Yakovlev V.P. *Finitnye funktsii v fizike i tehnikе* [The finite functions in physics and technique]. Moscow. Nauka, 1971. 408 p. (in Russ.).

12. Smirnov V.N., Sheremet'ev A.V., Kul'pin S.N., Timofeev M.N., Ivanov V.V. *Fazovyi pelengator* [Phase direction finder]. Patent RF, no. 2536440, 2013.

13. 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. *Proceedings of TUSUR University*, 2017, no. 4, pp. 11–16 (in Russ.).

14. Shou E., Devis D. *Teoreticheskie i eksperimental'nye issledovaniya razreshayuschej sposobnosti mul'tiplikativnykh i additivnykh antennykh reshetok* [Theoretical and experimental researches of resolution of multiplicative and additive antenna arrays]. *Zarubegnaya radioelektronika*, 1965, no. 11, pp. 103–123.

**Vadim P. Denisov**

Doctor of Engineering Sciences, Professor,  
Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 41-36-70  
Эл. почта: dvp15@sibmail.com

**Denis V. Erofeev**

Post-graduate student,  
Department of Radio Engineering Systems, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 41-36-70  
Email: erofeev\_dv@mail.ru

**Dmitry V. Dubinin**

Doctor of Engineering Sciences, Assistant Professor, Department  
of Radioelectronics and Communication Systems, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID 0000-0003-4588-3778  
Phone: +7 (382-2) 41-33-65  
Email: dvd012@mail.ru