

## МЕТОД ФАЗОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

А.В. КОБЗЕВ, М.В. МУРЗИН

Предложен фазовый метод пеленгации для применения в пассивных системах с кольцевыми антенными решетками, включающий в себя процедуру устранения неоднозначности фазовых измерений. Приводятся результаты имитационного моделирования, которые позволяют оценить потери в точности пеленгации по отношению к потенциальным возможностям.

*Ключевые слова:* кольцевая антенная решетка, пеленгация, фазовый метод, точность.

### ВВЕДЕНИЕ

Кольцевые антенные решетки (КАР) с горизонтальным расположением приемных элементов часто применяются на практике в средствах радиомониторинга, радиоэлектронной разведки и в системах пассивной локации, в которых основной задачей является контроль радиоэлектронной обстановки (РЭО). Они позволяют реализовать беспоисковые методы двумерной пеленгации источников радиоизлучения (ИРИ). Для оценивания пеленгов КАР, как правило, используется совместно с многоканальным приемным устройством с последующей цифровой обработкой принятых сигналов [1, 3, 5]. Число приемных каналов делают равным числу элементов КАР. В связи с этим процедура пеленгации оказывается наиболее трудоемкой, т. к. ее решение связано с большими аппаратными затратами по сравнению с другими процедурами (измерение средней частоты, ширины спектра и уровня сигнала), при реализации которых можно ограничиться одноканальным приемом. Прежде чем излагать сущность задачи, рассматриваемой в данной работе, отметим некоторые особенности построения систем контроля РЭО.

Диапазон рабочих частот одного средства контроля РЭО является наибольшим среди всех других радиотехнических устройств. Для определенности будем рассматривать средство, контролирующее излучения систем радиосвязи. Диапазон рабочих частот  $\Delta f_p$  такого средства может находиться в пределах от 1,5 до 3000 МГц [3, 5, 6]. Обработываемые сигналы имеют многообразные виды и параметры модуляции. Они относятся к непрерывным (на интервале анализа) негауссовским случайным процессам, для которых априори неизвестны плотности распределения вероятностей и спектральные (корреляционные) характеристики. Такие сигналы стали называть сигналами неизвестного вида [1].

Другой особенностью систем контроля РЭО является обработка сигналов в частотной области [5, 6], для чего сигналы на выходе каждого канала после превращения в цифровую форму подвергаются спектральному анализу путем преобразования Фурье в некоторой ограни-

ченной полосе частот  $\Delta f_a$  ( $\Delta f_a \ll \Delta f_p$ ). В процессе обработки осуществляется поиск по частоте с шагом  $\Delta f_a$  и путем обработки полученных спектров решаются задачи обнаружения, пеленгации и измерения частотно-временных параметров [3, 5, 6]. В результате преобразования Фурье непрерывные сигналы с различными несущими частотами разделяются. В соответствии с требованиями электромагнитной совместимости типичной ситуацией является случай неперекрывающихся спектров наблюдаемых сигналов. После сравнения спектров принятых сигналов с порогом обнаружения получаем отдельно наблюдаемые сигналы, и их параметры измеряются как для одиночных сигналов. Одной из важных характеристик средств контроля РЭО считается скорость обзора по частоте [6], которая определяется, в основном, затратами времени на измерение параметров. Наибольший расход времени при этом связан с определением пеленгов на ИРИ.

В работе [1] для случая многоканального приема на основе применения адаптивного небаевского подхода получен оптимальный алгоритм пространственно-временной обработки сигнала неизвестного вида, который обеспечивает пеленгацию одиночных ИРИ. Алгоритм для  $M$ -элементной антенны любого типа с точностью до несущественного множителя можно представить в виде

$$z(\alpha) = \mathbf{X}^*(\alpha) \cdot \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{X}(\alpha). \quad (1)$$

Здесь  $\alpha$  – двумерный вектор угловых координат (азимута  $\beta$  и угла места  $\epsilon$ );  $\mathbf{X}(\alpha)$  – вектор амплитудно-фазового распределения поля для направления  $\alpha$  размерностью  $M$ ;  $\hat{\mathbf{R}}$  – оценка матрицы взаимных спектров (МВС) суммы обрабатываемого сигнала и внутреннего шума. Этот алгоритм, по сути, совпадает с оптимальным алгоритмом в случае многоканального приема гауссовского полезного сигнала [2]. Оценка МВС рассчитывается как для гауссовского сигнала [1]

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_k \mathbf{Y}_k \cdot \mathbf{Y}_k^*, \quad (2)$$

где  $\mathbf{Y}_k$  – вектор  $k$ -й спектральной составляющей. Суммирование происходит в окне размером  $K$ , где спектральные составляющие превысили по-

рог обнаружения. Вследствие эрмитовых свойств МВС оценивать можно только ее диагональные и наддиагональные элементы.

Оценка угловых координат осуществляется путем отыскания положения максимума функции (1)  $\hat{\alpha} = \arg \max \{z(\alpha)\}$ . Для реализации алгоритма пеленгации по двум угловым координатам необходимо провести расчеты функции  $z(\alpha)$  почти для всей верхней полусферы с шагом не менее ширины диаграммы направленности (ДН) антенны и найти положение глобального максимума. Известны также квазиоптимальные методы пеленгации, которые для извлечения информации об угловых координатах используют только часть элементов МВС [3–6]. Но в них также необходимо осуществлять многошаговые процедуры отыскания положения максимума двухмерной функции для каждого ИРИ. Отмеченные особенности приводят к значительным затратам времени на получение информации о пеленгах при наблюдении большого числа ИРИ в рабочем диапазоне частот  $\Delta f_p$ .

В данной работе предлагается фазовый метод двухмерной пеленгации, в котором отсутствует необходимость поиска экстремума двухмерной функции. Обосновывается алгоритм вычисления пеленгов и предлагается способ устранения неоднозначности измерений фаз в КАР применительно к нелинейному характеру фазового распределения. На основе имитационного моделирования производится сравнение точности пеленгации фазовым методом с расчетной потенциальной точностью.

### ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Пусть имеется КАР с диаметром  $D$ , состоящая из  $M$  всенаправленных равномерно расположенных по окружности элементов. Фазовый метод пеленгации основан на оценивании фазового распределения поля принимаемого сигнала. Распределение полной фазы поля сигнала, принятого с направления  $\varepsilon, \beta$ , для  $M$ -элементной равномерной КАР имеет вид [3–6]

$$\Phi_m = \frac{\pi \cdot D}{\lambda} \cdot \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\beta - \beta_m). \quad (3)$$

Здесь  $\lambda$  – длина волны;  $\beta_m = 2\pi(m-1)/M$  – азимутальный угол  $m$ -го элемента ( $m = 1..M$ ). Азимуты  $\beta, \beta_m$  отсчитываются относительно направления из центра КАР на 1-й элемент.

Покажем, как можно извлечь информацию об угловых координатах  $\varepsilon, \beta$  из фазового распределения  $\Phi_m$ . На основе равенства

$$\sum \Phi_m^2 = \frac{M}{2} \left( \frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \cos^2(\varepsilon), \quad (4)$$

получаем непосредственную связь угла места с фазами  $\Phi_m$

$$\varepsilon = \arccos \left( \frac{\lambda}{\pi \cdot D} \sqrt{\frac{2}{M} \sum \Phi_m^2} \right). \quad (5)$$

Здесь и далее суммирование осуществляется по числу элементов КАР  $M$ . Для получения анало-

гичной связи для азимутальной координаты умножим поочередно фазы  $\Phi_m$  сначала на  $\sin(\varepsilon_m)$ , а потом на  $\cos(\varepsilon_m)$ . В результате получим

$$\sum \Phi_m \cdot \sin(\beta_m) = a \left( M \cdot \sin(\beta) - \sum \sin(\beta - 2 \cdot \beta_m) \right),$$

$$\sum \Phi_m \cdot \cos(\beta_m) = a \left( M \cdot \cos(\beta) + \sum \cos(\beta - 2 \cdot \beta_m) \right),$$

где  $a = (D/\lambda) \cdot \cos(\varepsilon)$ . Вторые слагаемые в скобках равны нулю вследствие того, что аргумент  $2\beta_m$  изменяется в диапазоне  $0..4\pi$  с равномерным шагом. После деления этих двух равенств можно получить

$$\beta = \arctg \left[ \frac{\sum \Phi_m \cdot \sin(\beta_m)}{\sum \Phi_m \cdot \cos(\beta_m)} \right]. \quad (6)$$

Соотношения (5), (6) являются основой фазового метода пеленгации. Для расчета пеленгов достаточно оценить полные фазы  $\Phi_m$ . При этом отпадает необходимость отыскания экстремума двухмерной функции.

Однако следует учитывать два обстоятельства. Первое состоит в том, что измеренные значения фаз являются неоднозначными, поскольку они никогда не выходят за границы  $\pm\pi$ , а полные фазы  $\Phi_m$  могут превышать эти границы. Поэтому измеренные  $\varphi_m$  и полные фазы  $\Phi_m$  связаны равенством  $\Phi_m = \varphi_m + 2k_m\pi$  ( $k_m = 0, \pm 1, \pm 2..$ ). Неоднозначность оценивания фаз  $\Phi_m$  не возникает только при малых значениях  $D/\lambda$ , когда  $2\pi \cdot D/\lambda < \pi$ , т.е.  $D/\lambda < 0,5$ . Поэтому устранение неоднозначности при фиксированных  $D$  и  $M$  расширяет диапазон частот, где применим фазовый метод пеленгации. Необходимо корректировать измеренные фазы так, чтобы превратить их в полные фазы. Способ устранения неоднозначности фазовых измерений будет изложен ниже.

Второе обстоятельство связано с тем, что величина  $\varphi_m$  представляют собой разность фаз сигналов, принятыми  $m$ -м элементом КАР и опорным элементом, расположенным в центре решетки. При отсутствии центрального элемента фазовые соотношения извлекаются из МВС, т.е. получают матрицу фаз  $\mathbf{q} = \arg(\mathbf{R})$  [5, 6], которая содержит результаты неоднозначного оценивания фаз. После приведения фаз  $q_{m,n}$  к полным фазам  $Q_{m,n}$  можно найти распределение  $\Phi_m$ , используя соотношение

$$\Phi_m = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M Q_{m,n}. \quad (7)$$

Затем применяем формулы (5), (6).

Итак, пеленгация фазовым способом включает в себя оценивание фазового распределения  $q_{m,n}$ , устранение неоднозначности такого оценивания, переход к полным фазам  $Q_{m,n}$  и расчет угловых координат по формулам (5), (6), (7). Из указанных процедур принципиальное значение имеет восстановление значений полных фаз. Аналогичная процедура применительно к линейным антенным решеткам имеет простое исполнение [7], поскольку в них фаза линейно изменяется от элемента к элементу. В КАР фазовое

распределение (3) имеет нелинейный характер и поэтому здесь необходимо использовать иные способы. Приведем один из простых способов устранения неоднозначности фазовых измерений в КАР.

Будем считать, что число элементов решетки  $M$  является нечетным. Такое условие часто выполняется на практике, поскольку при этом обеспечивается меньшая зависимость ширины диаграммы направленности от направления наблюдения. Пусть измерены разности фаз между всеми парными элементами, которые представляют собой фазовые сдвиги. Сущность предлагаемого способа получения полных фаз будем показывать на примере 9-элементной КАР ( $M = 9$ ). Ее конфигурация приведена на рис. 1.

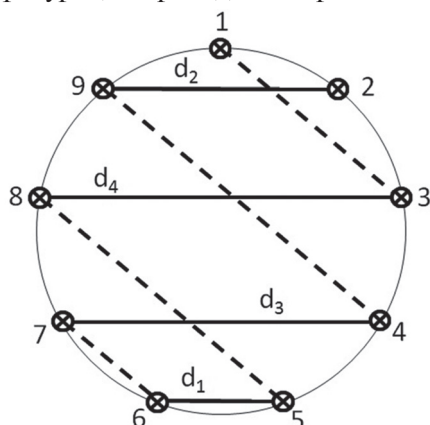


Рис. 1. Конфигурация 9-элементной КАР

КАР разбивается на группы, состоящие из пар элементов с параллельными линиями баз. Число пар в группе равно  $J = (M - 1) / 2$ , а число групп соответствует числу элементов. В каждой паре элементов разность фаз равна  $\eta_{j,m}$  ( $j = 1..J$ ;  $m = 1..M$ ). На рис. 1 показаны только первые две группы, выделенные сплошной и пунктирной линиями. К первой группе отнесены пары элементов 5-6, 2-9, 4-7, 3-8, которые перечислены в порядке возрастания длин баз  $d_j$  ( $1..J$ ). Аналогичным образом образуются вторая, третья и последующие группы. Общее число пар элементов составляет  $JM$ . Поскольку в каждой группе линии баз параллельны, то к ним применимы простые способы последовательного устранения фазовой неоднозначности, используемые в линейных решетках [7]. Задача восстановления однозначных измерений решается в два этапа.

На первом этапе восстанавливается полная разность фаз во всех парах элементов с наименьшей базой. Для этого образуется последовательность  $M$  пар с возрастающим углом поворота относительно друг друга. На каждом шаге этот угол равен  $\pi/M$ . В частности для случая  $M = 9$  такая последовательность имеет вид 5-6, 1-2, 6-7, 2-3 и т. д. Принцип устранения неоднозначности состоит в том, что проверяется величина изменения фаз  $\eta_{1,m}$  между соседними парами и в случае превышения величиной  $|\eta_{1,m}|$  угла  $\pi$  происходит коррекция фазы. Математически процедура коррек-

ции фазы  $\eta_{1,m}$  записывается следующим образом. Если выполняется неравенство  $|\eta_{1,m+1} - \eta_{1,m}| > \pi$ , то необходимо принять  $\theta_{1,m+1} = \eta_{1,m+1} - \pi \cdot \text{sign}(\eta_{1,m})$ , где  $\text{sign}(x)$  – знак числа  $x$ . В противном случае необходимо считать  $\theta_{1,m+1} = \eta_{1,m+1}$ . Правильная коррекция происходит, начиная с некоторой фазы  $\eta_{1,r}$ , которая соответствует полной фазе. Чтобы правильно исправить всю последовательность  $\eta_{1,m}$ , необходимо продолжить указанную процедуру с периодическим продолжением вектора фаз  $\eta_{1,m}$ . В результате получим исправленное фазовое распределение  $\theta_{1,m}$ .

Восстановление полных фаз принципиально возможно, если хотя бы в какой-либо одной паре элементов с наименьшей базой (пусть с номером  $r$ ) истинная разность фаз не выходила за пределы  $\pm\pi$  ( $|\eta_{1,r}| < \pi$ ) при нахождении ИРИ в секторе углов  $\pm\pi/M$  относительно перпендикуляра к линии  $r$ -й базы. Именно эта пара служит основой для устранения неоднозначности всех остальных измерений. Такое условие означает, что должно выполняться неравенство  $\eta_{1r} = 2\pi \cdot d_1 \cdot \sin(\pi/M) / \lambda < \pi$ . Поскольку  $d_1 = D \cdot \sin(\pi/M)$ , то получим ограничение на размер относительного диаметра КАР  $D/\lambda < 0,5 / \sin^2(\pi/M)$ , при котором возможна пеленгация без аномальных ошибок. Чаще всего на практике в средствах контроля РЭО применяют КАР с числом элементов  $M = 5, 7$  или  $9$  [3, 6]. Для этих случаев максимально допустимым относительным диаметром КАР  $(D/\lambda)_{\max}$  являются величины 1,43; 2,78 и 4,16 соответственно. В работе [6] эти величины для  $M = 7$  и  $9$  приведены без обоснования и авторы относят их применительно к любому методу пеленгации.

На втором этапе корректируются разности фаз  $\eta_{jm}$  в элементах с базами  $d_2, d_3, ..d_J$ , с учетом равенства  $\eta_{1,m} = \theta_{1,m}$ . Вследствие параллельности линий баз в пределах группы правила коррекции те же, что и в линейных решетках [7] и заключаются в вычислениях вида

$$\Theta_{j+1,m} = \eta_{j+1,m} + 2\pi \cdot \left\langle \frac{1}{2\pi} \left( \Theta_{j,m} \frac{d_{j+1}}{d_j} - \eta_{j+1,m} \right) \right\rangle; \quad (8)$$

$(j = 1..J - 1)$ .

Здесь символ  $\langle \bullet \rangle$  означает округление числа до ближайшего целого. Из матрицы  $\theta_{m,n}$  формируется матрица  $Q_{m,n}$  путем перестановки элементов и затем вычисляются угловые координаты в соответствии с (5), (6) и (7).

С целью проверки свойств предложенного метода была создана в среде MatLab и исследована имитационная модель пеленгатора на основе 9-элементной КАР. В качестве полезного сигнала использовались записи реального сигнала, излученного цифровой системой связи коротковолнового диапазона волн.

Проводилось сравнение точностей пеленгации фазовым методом с потенциальными точностями, которые применительно к КАР получены



в работе [8] и характеризуются среднеквадратическими ошибками (СКО)

$$\sigma_{0,\beta} = \left[ (\pi \cdot D/\lambda) \cdot \cos(\varepsilon) \sqrt{M \cdot N \cdot h} \right]^{-1},$$

$$\sigma_{0,\varepsilon} = \left[ (\pi \cdot D/\lambda) \cdot \sin(\varepsilon) \sqrt{M \cdot N \cdot h} \right]^{-1}. \quad (9)$$

Здесь через  $N$  обозначено число некоррелированных обрабатываемых выборок,  $h$  – отношение сигнал/шум по мощности на входе каждого канала. Приведенные соотношения характеризуют только флюктуационные ошибки, вызванные влиянием внутреннего шума. Заметим, что СКО зависят от угломестной координаты ИРИ  $\varepsilon$ .

Сравнение СКО с потенциальными точностями проведено при следующих исходных данных:  $\varepsilon = 30^\circ$ ;  $N = 512$ ;  $h = -13$  дБ. СКО пеленгации для фазового метода оценивались по 350 реализациям. Результаты расчетов по формуле (9) и статистического оценивания зависимости СКО от величины  $D/\lambda$  приведены на рис. 2 для азимутальной координаты и на рис. 3 – для угломестной. Левые столбики на рисунках относятся к потенциальным СКО (9), а правые – к СКО фазового метода  $\sigma_{\phi}$ . Из приведенных данных следует, что СКО фазового метода проигрывают потенциальным возможностям в среднем на 20%.

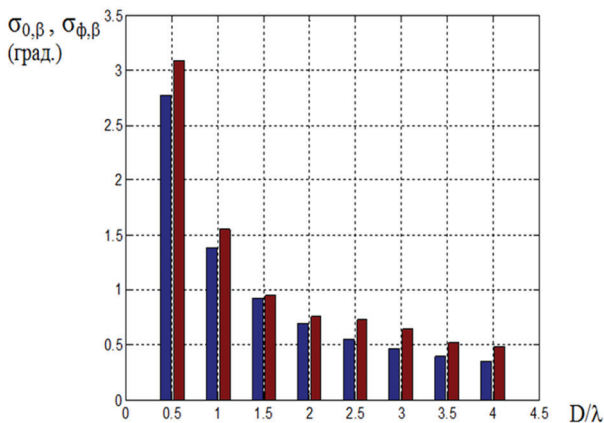


Рис. 2. СКО измерения азимута

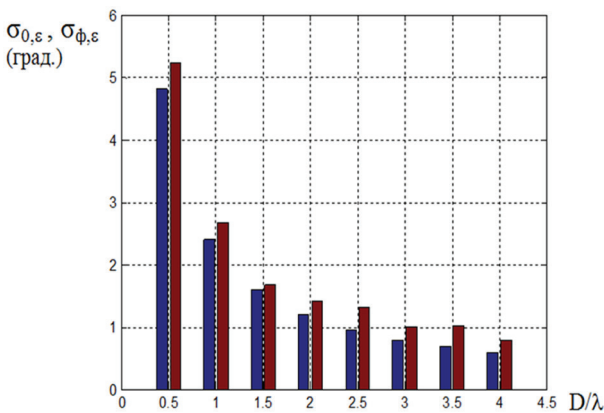


Рис. 3. СКО измерения угла места

Модель позволяла также сравнивать по точности и затратам времени два метода пеленгации: предложенного фазового и метода, который можно отнести к квазиоптимальному. Различные разновидности методов пеленгации,

которые применяются на практике [4, 5], основаны на отыскании глобального максимума функции  $z(\alpha)$  путем изменения аргумента  $\alpha$ . Квазиоптимальный метод, который исследован в имитационной модели, основан на отыскании корней уравнения

$$z'_0(\alpha) = \frac{\partial z(\alpha) / \partial \alpha}{z(\alpha)} = \mathbf{0}, \quad (10)$$

( $\mathbf{0}$  – нулевой вектор), что в принципе соответствует максимально правдоподобию оцениванию угловых координат ИРИ [2]. Отход от оптимального метода обусловлен следующими факторами. Для исключения аномальных ошибок пеленгации, обусловленных наличием боковых лепестков ДН, вначале грубо определяется положение глобального максимума функции  $z(\alpha)$  путем поиска по координатам. Поиск осуществлялся с шагом, равным полуширине ДН. Затем дискриминаторным способом несledящего измерения уточняется положение максимума, считая характеристики дискриминаторов линейными. Вследствие отклонения характеристик дискриминаторов от линейного закона возникают дополнительные ошибки при несledящем измерении. Соотношения (8) соответствуют случаю, когда ИРИ находится вблизи «нуля» дискриминаторов. Результаты, полученные при тех же исходных данных, показали, что флюктуационные СКО пеленгации фазовым методом превышают ошибки квазиоптимального метода приблизительно на 20%. Отличия СКО квазиоптимального метода от потенциальных возможностей составили величину, сопоставимую с точностью оценивания СКО. Это свидетельствует о близости возможностей квазиоптимального метода к оптимальному.

В ходе моделирования с помощью внутреннего счетчика времени программы MatLab сравнивались также затраты времени на определение пеленгов квазиоптимальным и фазовым методами. Вычислительные затраты квазиоптимального метода зависят от относительного диаметра КАР  $D/\lambda$ , который определяет шаг поиска максимума, а в алгоритмах фазового метода такая зависимость отсутствует. Моделирование показало, что фазовый метод по быстродействию в среднем не менее чем на порядок лучше квазиоптимального. Такой количественный результат лишь дает представление о преимуществах фазового метода по затратам времени, поскольку он не учитывает возможностей распараллеливания вычислений в современных микропроцессорных устройствах и применения ряда других приемов оптимизации вычислений. Строгое сравнение двух методов по быстродействию можно провести только после разработки рабочих программ пеленгации. Однако, несомненным можно считать тот факт, что фазовый метод по вычислительным затратам превосходит другие методы пеленгации, основанные на двумерном поиске глобального максимума функции  $z(\alpha)$ .

## ВЫВОДЫ

Предложен метод двухмерной фазовой пеленгации для пассивных систем с КАР, который, в отличие от известных методов, позволяет исключить необходимость поиска положения глобального максимума двухмерной функции. Это ведет к снижению затрат времени на оценивание угловых координат, что дает возможность увеличить скорость обзора по частоте. Для реализации фазового метода необходимо устранять неоднозначность измерений нелинейного фазового распределения поля сигналов. Предложена простая процедура устранения неоднозначности применительно к КАР, что позволяет при фиксированном числе элементов и диаметре КАР расширить диапазон рабочих частот пеленгации фазовым методом по сравнению со случаем диапазона однозначных измерений.

Результаты расчетов и имитационного моделирования 9-элементной КАР показали, что флюктуационные СКО фазового метода превышают потенциальные возможности пеленгации приблизительно на 20%. Фазовый метод может найти практическое применение в тех случаях, когда быстрое действие алгоритмов пеленгации играет существенную роль.

### Литература

- [1] Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977. — 433 с.
- [2] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. / Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
- [3] Рембовский А. М., Ашихмин А.В., Кузьмин В.А. Радиомониторинг — задачи, методы, средства. — М: Горячая линия-Телеком, 2010. — 624 с.
- [4] Калугин В.В., Кочергин А.Г., Чеботов А.В. Основные принципы построения современных большебазисных радиопеленгаторов для работы в условиях априорной неопределенности в ВЧ и ОВЧ диапазонах // Прикладная радиоэлектроника. — Х.: ХНУРЭ, 2006. Т. 5, №.3. — С. 372–377.
- [5] Чеботов А.В. Совместное обнаружение, оценивание параметров и распознавание радиоизлучений в автоматизированных комплексах радиоконтроля.: дис. ...кандидата технических наук : 05.12.17 / Чеботов Александр Владимирович. — Х., 2007. — 208 с.
- [6] Introduction into Theory of Direction Finding. <http://www.rodhe-schwarz.com>.
- [7] Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые пеленгаторы: Монография. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002. — 251 с.
- [8] Кобзев А.В., Хачатуров В.Р. Методы двумерной пеленгации источников радиоизлучения в пассивных системах с кольцевыми антенными решетками // 3-й Международный радиоэлектронный форум

«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том. I. Международная конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». Ч. 1. 22-24 окт. 2008: тезисы докл. — Х.: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. — 374 с.

Поступила в редколлегию 11.06.2015



**Кобзев Анатолий Васильевич**, Заслуженный деятель науки и техники Украины, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник научного центра Воздушных Сил Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: пространственно-временная обработка сигналов в многопозиционных радиотехнических системах, помехозащищенность радиотехнических систем от активных помех.



**Мурзин Михаил Вячеславович**, аспирант научно-организационного отдела Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: методы получения информации в системах радиомониторинга.

УДК 621.391

**Метод фазової пеленгації джерел радіовипромінювання з невідомою модуляцією в ході використання кільцевих антенних решіток** / А. В. Кобзев, М. В. Мурзін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2015. — Том 14. — № 2. — С. 150–154.

Запропоновано фазовий метод пеленгації для застосування в пасивних системах з кільцевими антенними решітками, що включає в себе процедуру усунення неоднозначності фазових вимірювань. Наводяться результати імітаційного моделювання, які дозволяють оцінити втрати в точності пеленгації по відношенню до потенційних можливостей.

*Ключові слова:* кільцева антенна решітка, пеленгація, фазовий метод, точність.

Л. 3. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 621.391

**Method of phase direction finding of radio sources with unknown modulation in using uniform antenna arrays** / A.V. Kobzev, M.V. Murzin // Applied Radio Electronics / Sci. Journ. — 2015. — Vol. 14. — № 2. — P. 150–154.

A phase method for using in passive direction finding systems with uniform circular arrays is proposed which includes procedures of eliminating ambiguity of phase measurements. The results of simulation modeling are proposed which permit to estimate the precision losses in direction finding with respect to potential possibilities.

*Keywords:* uniform circular array, direction finding, phase method, accuracy.

Fig. 3. Ref.: 8 items.