

Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом

И. Д. Павлов✉

АО "Центральное конструкторское бюро автоматики", Омск, Россия

✉s-glok9@mail.ru

Аннотация

Введение. Ошибки пеленгации ухудшают качество работы любой пеленгационной системы. При работе фазового пеленгатора причиной ошибок в том числе является неидентичность приемных каналов. Исследования влияния антенн на ошибки пеленгации, а также поиск способа уменьшения этих ошибок являются актуальными задачами, поскольку позволяют улучшить качество работы всей пеленгационной системы.

Цель работы. Исследование влияния антенн миллиметрового диапазона на ошибки фазового пеленгатора.

Материалы и методы. Для серии из четырех антенн миллиметрового диапазона были получены пространственные отсчеты коэффициентов усиления, отсчеты фазовых диаграмм и значения комплексного коэффициента отражения. На основе полученных характеристик для нескольких пространственных направлений были сформированы матрицы характеристик. Для каждой матрицы была найдена L -норма. По различиям полученных L -норм делались выводы о степени различия матриц характеристик антенн. По степени схожести матриц характеристик антенны были попарно сгруппированы. L -нормы матриц антенн из одной пары различались незначительно по сравнению с различиями L -норм матриц антенн из второй пары. Для каждой пары антенн определялись пеленг и ошибки пеленгации в диапазоне углов φ : $-15^\circ \dots 15^\circ$ с шагом в 1° .

Результаты. Полученные значения ошибок пеленгации для двух поочередно использованных пар антенн различаются во всем рассмотренном диапазоне углов. Причем пара антенн с меньшей разницей L -норм характеризуется меньшим уровнем ошибок пеленгации. В большинстве точек углового диапазона разница ошибок пеленгации для двух пар антенн попадает в промежуток значений от 0.5 до 0.1° . На границах углового диапазона ошибки пеленгации возрастают, наибольшая разница в 0.5° наблюдается при угле $\varphi = 15^\circ$.

Заключение. В результате исследования определено, что различия характеристик антенн, установленных в одну фазометрическую базу, приводят к увеличению ошибок пеленгации. Предложен способ количественной оценки неидентичности антенн. Применяя предложенный способ, можно группировать антенны в фазометрических базах, что позволит снизить ошибки пеленгации фазовым методом.

Ключевые слова: антенны, волновые матрицы, фазовый пеленгатор, ошибки пеленгации

Для цитирования: Павлов И. Д. Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 25–36. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-25-36

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.11.2022; принята к публикации после рецензирования 22.01.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Research into the Influence of Millimeter-Wave Antennas on Direction Finding Errors by Phase Method

Ivan D. Pavlov✉

JSC "Central design bureau of automatics", Omsk, Russia

✉s-glok9@mail.ru

Abstract

Introduction. Direction finding errors degrade the performance of any direction finding system. In the case of a phase direction finder, the cause of errors, among other things, is related to the non-identity of the receiving channels. Research into the influence of antennas on direction finding errors, as well as a search for ways to reduce these errors, appear to be relevant tasks in terms of improving the quality of direction finding systems.

Aim. To study the influence of millimeter-wave antennas on the errors of the phase direction finder.

Materials and methods. For a series of four millimeter-wave antennas, the following characteristics were obtained: spatial gain readings, phase diagram readings, and complex reflection coefficient values. Based on the characteristics obtained for several spatial directions, matrices of characteristics were formed. For each matrix, the L norm was found. Based on the differences between the obtained L norms, conclusions were drawn about the degree of difference between the antenna characteristic matrices. According to the degree of similarity between the characteristic matrices, the antennas were grouped in pairs. The L norms of the antenna matrices from one pair differed insignificantly compared to the differences between the L norms of the antenna matrices from the second pair. With each pair of antennas, the bearing and direction-finding errors were determined in the range of angles φ : $-15^\circ \dots 15^\circ$ in increments of 1° . The values of direction-finding errors obtained for each pair of antennas were compared with each other.

Results. The obtained values of direction-finding errors for two alternately used pairs of antennas differ in the entire considered range of angles. Moreover, a pair of antennas with a smaller difference L norm is characterized by a lower level of direction-finding errors. At most points in the angular range, the difference in DF errors for two pairs of antennas falls within the range of 0.05 to 0.1°. At the boundaries of the angular range, the direction-finding errors increase, with the largest difference of 0.5° being observed at an angle of $\varphi = 15^\circ$.

Conclusion. Differences in the characteristics of antennas installed in the same phase-metric base lead to an increase in direction finding errors. A method for quantifying the non-identity of antennas is proposed. The proposed method can be used to group antennas in phase-metric bases, which will reduce direction-finding errors by the phase method.

Keywords: antennas, wave matrix, phase direction finder, direction finding errors

For citation: Pavlov I. D. Research into the Influence of Millimeter-Wave Antennas on Direction Finding Errors by Phase Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 25–36. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-25-36

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Submitted 30.11.2022; accepted 22.01.2023; published online 28.04.2023

Введение. Фазовый способ определения направления на источник излучения предполагает измерение разности фаз между приемными каналами пеленгатора [1–7]. Одна из причин возникновения ошибок пеленгации состоит в том, что при прохождении сигнала через приемные каналы возникает дополнительный фазовый сдвиг, не связанный с направлением прихода волнового фронта [8]. Указанный фа-

зовый сдвиг обусловлен тем, что приемные каналы пеленгатора не в полной мере идентичны между собой. Исследование влияния составных элементов приемных каналов на ошибки пеленгации является актуальной задачей, поскольку позволяет уменьшить эти ошибки. Антенны – неотъемлемая часть любых приемных каналов, поэтому исследования, направленные на определение их влияния на ошибки пелен-

гации и поиск способов уменьшения этого влияния, также актуальны.

В данной статье рассматривается влияние спиральной антенны миллиметрового диапазона [9, 10] на ошибки пеленгации фазовым методом, предложен способ сравнения серийных однотипных антенн между собой, позволяющий скомпоновать их таким образом, чтобы уменьшить указанные ошибки.

Определение направления на источник излучения с помощью фазометрической базы, в которую поочередно устанавливались разные пары антенн, показало, что применение антенн, характеристики которых различаются в меньшей степени, позволяет получить меньший уровень ошибок пеленгации.

В ранее опубликованных работах, затрагивающих фазовые пеленгаторы и их ошибки [11–17], не выделялся отдельный вклад антенн. Кроме того, в [11–15] рассматривается только конфигурация антенной системы, без конкретизации составных элементов приемных каналов. В [15, 16] использованы относительно просто организованные антенные элементы (проволочные вибраторы [15], печатные антенны [17]). Применение в составе фазового пеленгатора антенн с более сложной конструкцией требует исследования их влияния на ошибки пеленгации. Также важен поиск способа уменьшить указанные ошибки.

Цель работы – исследовать влияние антенн миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом.

Методы. На рис. 1 представлен общий вид антенны, описываемой в [9, 10]. Эксперимент, рассматриваемый в настоящей статье, проводился на серии из четырех таких антенн.

Для того чтобы определить неидентичность антенн, а также охарактеризовать ее количественно, предлагается способ волновых матриц. В рамках предлагаемого способа антенна рассматривается как преобразователь электромагнитной волны свободного пространства в электромагнитную волну в линии передачи, характеризующийся комплексным коэффициентом передачи, имеющим пространственную зависимость. Указанный преобразователь по аналогии с другими СВЧ-устройствами [18, 19] можно описать

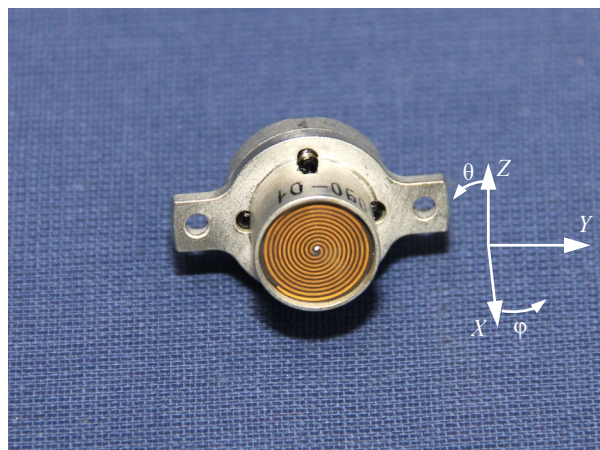


Рис. 1. Спиральная антенна миллиметрового диапазона длин волн

Fig. 1. Spiral antenna of a millimeter wavelength range

с помощью волновой матрицы, но для этого потребуется учесть следующие особенности:

1. В общем случае у одиночной антенны есть только один разъем (являющийся отрезком линии передачи), в котором можно разместить отсчетную плоскость. Для определения коэффициента передачи потребуются как минимум 2 отсчетные плоскости. Для того чтобы задать вторую отсчетную плоскость, использован формальный прием: в дальней зоне выделяется площадка бесконечно малой площади, ориентированная перпендикулярно радиусу-вектору, положение которого задано в системе координат, связанной с антенной. Указанную площадку можно считать второй отсчетной плоскостью (далее пространственная отсчетная плоскость), с помощью которой коэффициент передачи может быть задан.

2. Электромагнитная волна, принимаемая антенной, характеризуется поляризацией, причем в общем случае поляризация может быть произвольной. Для того чтобы это учесть, необходимо использовать 2 ортогональные составляющие векторов напряженности, например электрического поля (\vec{E}_θ и \vec{E}_φ). По этой причине одно пространственное направление должно характеризоваться двумя отсчетными плоскостями – по одной отсчетной плоскости для каждой из ортогональных составляющих.

3. Комплексный коэффициент передачи характеризуется пространственной зависимостью, и, для того чтобы определить его в нужных пространственных направлениях, потребу-

ется для каждого из них задать отсчетную плоскость. Поэтому для описания антенны требуется набор волновых матриц.

Для формирования волновой матрицы необходимо составить систему линейных уравнений, связывающих воздействующую (падающую) и зависимую (отраженную) волны. С учетом введенных пространственных отсчетных плоскостей указанную систему в матричной форме можно записать следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_{\text{л.о}} \\ \dot{E}_{\theta\text{о}} \\ \dot{E}_{\varphi\text{о}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dot{S}_{13} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dot{S}_{23} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & \dot{S}_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}_{\text{л.п}} \\ \dot{E}_{\theta\text{п}} \\ \dot{E}_{\varphi\text{п}} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{E}_{\text{л.о}}$ – отраженная волна в линии передачи (разъеме); $\dot{E}_{\theta\text{о}}$ и $\dot{E}_{\varphi\text{о}}$ – отраженные волны пространственных отсчетных плоскостей, определенных для одного направления в пространстве; $\dot{E}_{\text{л.п}}$ – падающая волна в линии передачи (разъеме); $\dot{E}_{\theta\text{п}}$ и $\dot{E}_{\varphi\text{п}}$ – падающие волны пространственных отсчетных плоскостей, определенных для одного направления в пространстве.

Далее определены отдельные коэффициенты, входящие в систему (1), а также указаны способы получения числовых значений, использованные в настоящей статье:

$$1) \dot{S}_{11} = \left. \frac{\dot{E}_{\text{л.о}}}{\dot{E}_{\text{л.п}}} \right|_{E_{\theta\text{п}}=0, E_{\varphi\text{п}}=0} - \text{комплексный}$$

коэффициент отражения, устанавливающий связь между падающей $\dot{E}_{\text{л.п}}$ и отраженной $\dot{E}_{\text{л.о}}$ волнами, определенными в отсчетной плоскости разъема антенны. Также он может быть записан в показательной форме $K_{\text{о}}e^{i\Phi}$, где $K_{\text{о}}$ – модуль коэффициента; $e^{i\Phi}$ – фазовый множитель; Φ – сдвиг фаз между падающей и отраженной волнами отсчетной плоскости разъема антенны. В данной статье значения модуля указанного коэффициента и фазовый сдвиг определялись с помощью векторного анализатора цепей. Далее будет использоваться показательная форма записи этого коэффициента, практически полученные значения модуля будут представлены в ло-

гарифмическом масштабе, фазовый сдвиг будет записываться в градусах;

$$2) \dot{S}_{21} = \left. \frac{\dot{E}_{\theta\text{о}}}{\dot{E}_{\text{л.п}}} \right|_{E_{\theta\text{п}}=0, E_{\varphi\text{п}}=0} - \text{комплексный}$$

коэффициент передачи, связывающий отраженную волну, определенную в пространственной отсчетной плоскости $\dot{E}_{\theta\text{о}}$, и падающую волну, определенную в отсчетной плоскости разъема антенны $\dot{E}_{\text{л.п}}$. Указанный коэффициент является комплексным и может быть записан в показательной форме $K_{\text{п}\theta}e^{i\Phi_{\theta}}$, где $K_{\text{п}\theta}$ – модуль коэффициента передачи; Φ_{θ} – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Определить значение модуля данного коэффициента непосредственно с помощью векторного анализатора цепей затруднительно, поэтому выразим его через характеристику антенны, для которой существуют методики определения значения. Такой характеристикой является коэффициент усиления антенны. Рассмотрим подробнее связь коэффициента усиления антенны и коэффициента передачи.

Напряженность поля в пространственной отсчетной плоскости можно определить с помощью выражения

$$E_{\theta\text{о}} = \frac{\sqrt{60P_{\text{под}}G}}{r} F(\theta, \varphi), \quad (2)$$

где $P_{\text{под}}$ – мощность, подведенная к антенне; G – коэффициент усиления антенны; r – расстояние до пространственной отсчетной плоскости; $F(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности антенны. Будем считать, что диаграмма направленности антенны нормирована к максимуму, а направление, соответствующее выбранной пространственной отсчетной плоскости, совпадает с направлением максимума диаграммы направленности. С учетом этого множитель $F(\theta, \varphi)$ обращается в единицу. Для того чтобы определить коэффициент передачи, необходимо подводимую к антенне мощность выразить через напряженность электрического поля, определенного в отсчетной плоскости разъема антенны $E_{\text{л.п}}$:

$$P_{\text{под}} = \frac{E_{\text{л.п}}^2}{2Z_{\text{л}}}, \quad (3)$$

где $E_{\text{л.п}}$ – напряженность электрического поля, определенная в отсчетной плоскости разъема антенны; $Z_{\text{л}}$ – характеристическое сопротивление волны, распространяющейся в линии передачи. С учетом (2) и (3) модуль коэффициента передачи может быть записан следующим образом:

$$\frac{E_{\theta 0}}{E_{\text{л.п}}} = \frac{\sqrt{60G}}{r\sqrt{2Z_{\text{л}}}}. \quad (4)$$

Выражение (4) устанавливает связь модуля коэффициента передачи и коэффициента усиления антенны. На практике удобнее находить коэффициент усиления, для этого существуют разработанные методики. В настоящей статье значения коэффициентов усиления рассматриваемых антенн были получены с помощью метода трех антенн [20]. Далее вместо модуля коэффициента передачи будет записываться коэффициент усиления в логарифмическом масштабе.

Для получения значения фазового сдвига Φ_{θ} необходимо проводить измерения с использованием опорного фазового канала. В описываемой работе для этого был использован измерительный комплекс фирмы "Трим" "ТМСА40Д17". Результаты измерений, проводимых с использованием указанного комплекса, получены в градусах, поэтому в дальнейших записях фазовый сдвиг также будет записан в градусах. Можно также отметить, что пространственная зависимость указанного фазового сдвига является фазовой диаграммой направленности антенны [21]. С учетом вышеизложенного в матрицу, характеризующую антенну для выбранного направления, вместо комплексного коэффициента передачи будет записываться комплексное число вида $G_{\theta}e^{i\Phi_{\theta}}$, где G – коэффициент усиления антенны в логарифмическом масштабе для выбранного направления; Φ_{θ} – фазовый сдвиг в градусах, возникающий между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью, соответствующей выбранному направлению;

3) \dot{S}_{31} – комплексный коэффициент передачи, имеющий тот же физический смысл, что и \dot{S}_{21} . Основным отличием указанного коэффициента является то, что он определен с помощью пространственной отсчетной плоскости, которой соответствует компонента \dot{E}_{φ} . На практике указанное отличие выразилось в том, что при проведении измерений по определению значения указанного коэффициента исследуемые антенны облучались полем, поляризованным ортогонально относительно того, которое использовалось при получении значения и \dot{S}_{21} . Форма записи указанного коэффициента совпадает с \dot{S}_{21} ;

4) \dot{S}_{12} – комплексный коэффициент передачи, связывающий отраженную волну отсчетной плоскости разъема антенны $\dot{E}_{\text{л.о}}$ и падающую волну $\dot{E}_{\theta\text{п}}$, соответствующую пространственной отсчетной плоскости. В силу того что антенна в общем случае является взаимным устройством [22], указанный коэффициент численно и по смыслу соответствует \dot{S}_{21} . Другими словами, равенство $\dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$ выполняется в силу принципа взаимности. Далее в тексте статьи к указанному коэффициенту будут применяться такие же формы записи, как и к \dot{S}_{21} ;

5) \dot{S}_{22} – комплексный коэффициент отражения для пространственной отсчетной плоскости, соответствующей компоненте \dot{E}_{θ} . Этот коэффициент устанавливает связь между падающей и отраженной волнами пространственной отсчетной плоскости. Физический смысл указанного коэффициента состоит в том, чтобы характеризовать рассеяние антенной электромагнитной волны [22, 23], падающей на нее с направления, для которого определена пространственная отсчетная плоскость. Этот коэффициент применим при решении задач, связанных, например, с электромагнитной совместимостью. В рамках данной статьи значения указанного коэффициента не определялись главным образом из-за отсутствия отработанной методики. При практическом формировании матриц, характеризующих антенны, указанный коэффициент не учитывался, вместо него в матрицу записывался ноль;

6) \dot{S}_{32} – комплексный коэффициент передачи между пространственными отсчетными плоскостями. Введенные пространственные отсчетные плоскости, каждая из которых соответствует одной из ортогональных составляющих, позволяют записывать матрицы для антенн с произвольной поляризацией. Поскольку введение пространственных отсчетных плоскостей является формальным приемом, будем считать, что они характеризуются отсутствием взаимной передачи мощности. Это означает, что коэффициенты \dot{S}_{23} и \dot{S}_{32} равны нулю и в итоговые матрицы, характеризующие антенны, вместо указанного коэффициента также будут записаны нули;

7) \dot{S}_{13} – комплексный коэффициент передачи, численно и по смыслу соответствующий коэффициенту \dot{S}_{31} . Указанное соответствие выполняется в силу принципа взаимности;

8) \dot{S}_{23} – комплексный коэффициент передачи, численно и по смыслу соответствующий коэффициенту \dot{S}_{32} . Указанное соответствие выполняется в силу принципа взаимности;

9) \dot{S}_{33} – комплексный коэффициент отражения для пространственной отсчетной плоскости, соответствующей компоненте \dot{E}_φ . По своему физическому смыслу данный коэффициент аналогичен \dot{S}_{22} . Разница состоит в том, что в случае его практического определения поляризация облучающего поля должна быть ортогональна той, что использовалась при получении значения \dot{S}_{22} . При практическом формировании матриц, характеризующих антенны, вместо указанного коэффициента, как и в случае с \dot{S}_{22} , записывался ноль.

В качестве промежуточного итога можно отметить, что рассматриваемым антеннам ставится в соответствие набор матриц, каждая из которых определена для некоторого направления и содержит значения коэффициента усиления и отсчеты фазовой диаграммы направленно-сти для двух ортогональных составляющих, а также комплексный коэффициент отражения. С учетом того что рассматриваемые матрицы

содержат характеристики антенны, а не явно записанные коэффициенты передачи и отражения, свойственные волновой матрице, далее в статье рассматриваемая матрица будет называться матрицей характеристик. Такая матрица имеет вид

$$\begin{pmatrix} K_0 e^{i\Phi} & G_\theta e^{i\Phi_\theta} & G_\varphi e^{i\Phi_\varphi} \\ G_\theta e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ G_\varphi e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\theta, \varphi)}, \quad (5)$$

где K_0 – модуль коэффициента отражения, определенный в отсчетной плоскости в разьеме антенны (далее значения модуля коэффициента отражения записаны в логарифмическом масштабе); Φ – фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами отсчетной плоскости разьема антенны, ...°; G_θ – коэффициент усиления антенны, определенный для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости, в которой определена компонента \dot{E}_θ ; Φ_θ – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости (в силу принципа взаимности верно и обратное). Указанный фазовый сдвиг определен для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости компоненты \dot{E}_θ ; G_φ – коэффициент усиления, определенный для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости, в которой определена компонента \dot{E}_φ ; Φ_φ – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Указанный фазовый сдвиг определен для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости компоненты \dot{E}_φ .

Для того чтобы определить степень неидентичности антенн, предлагается сравнить соответствующие им матрицы характеристик.

Определить степень различия матриц можно, поставив в соответствие каждой из рассматриваемых матриц некоторое число таким образом, чтобы любое изменение значений элементов матрицы приводило к изменению значения этого числа. Тогда абсолютная разность таких чисел покажет степень различия рассматриваемых матриц. В качестве указанного числа можно использовать норму матрицы. В [24] приведены условия, которым должно удовлетворять число, для того чтобы быть нормой матрицы. Также в [24] указано, что можно предложить множество таких способов постановки в соответствие чисел и матриц, что полученные числа будут удовлетворять условиям нормы. Вместе с тем в [24] приведены 3 основные легко вычисляемые нормы, обозначенные как M , L и K :

- K -норма определена как корень квадратный из суммы квадратов абсолютных значений всех элементов матрицы;

- L -норма определена как максимальная из сумм, образованных абсолютными значениями элементов каждого столбца;

- M -норма определена как максимальная из сумм, образованных абсолютными значениями элементов каждой строки.

Для определения степени различия матриц вида (5) подойдут все 3 обозначенные нормы, поэтому целесообразно использовать одну из них. Вычисление K -нормы требует совершения большего числа операций, поэтому проще воспользоваться L - или M -нормой. Поскольку матрица вида (5) при транспонировании не изменяется, то L - и M -нормы для нее будут одинаковыми. Далее в статье будет использована L -норма. Каждой из рассматриваемых матриц соответствует своя L -норма. В идеальном случае, когда антенны абсолютно идентичны, идентичными будут и их наборы матриц характеристик, а следовательно, и соответствующие им L -нормы. На практике даже однотипные серийные антенны будут иметь некоторые различия в характеристиках, что отразится на соответствующих им матрицах и может быть количественно выражено через разность их L -норм.

Для упрощения условий исследования в качестве пеленгатора использована одна фазо-

метрическая база блока фазового пеленгатора, содержащая 2 приемных канала. В указанную базу по очереди устанавливались две пары серийных антенн, для которых заранее были определены некоторые характеристики (в частности, пространственные отсчеты коэффициентов усиления, отсчеты фазовых диаграмм и значение комплексного коэффициента отражения). Для первой пары антенн различия между характеристиками были меньше, чем для второй пары.

В данной статье для группы из четырех серийных антенн были определены наборы матриц характеристик. Указанные матрицы определялись для следующих пространственных направлений: $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = -10^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = -5^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 5^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 10^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$. Далее для каждой из матриц была определена L -норма. После сравнения полученных L -норм были выбраны две пары антенн. Первая пара характеризовалась наименьшими абсолютными разностями L -норм, вторая пара – большими по сравнению с первой абсолютными разностями L -норм.

Указанные пары антенн поочередно устанавливались в одну из баз блока фазового пеленгатора (рис. 2).

Длина фазометрической базы составляла 9.5λ на частоте измерения. Диапазон углов φ : $-15 \dots 15^\circ$.

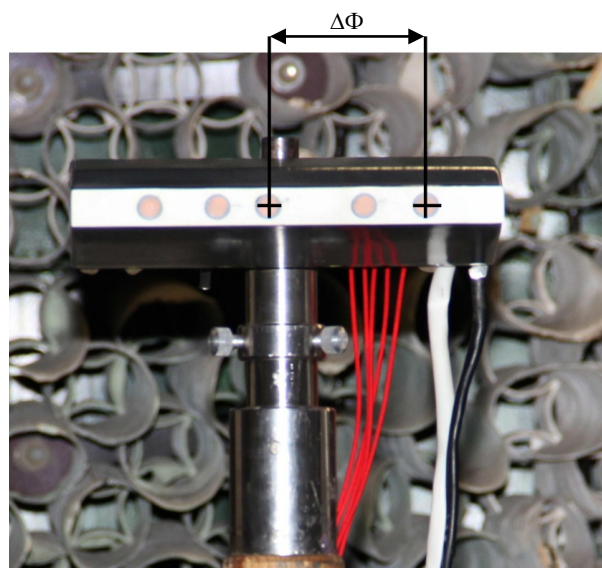


Рис. 2. Фазометрическая база блока фазового пеленгатора

Fig. 2. Phase-metric base of the phase direction finder unit

В данном угловом диапазоне были проведены измерения направления на источник излучения с использованием фазометрической базы, обозначенной на рис. 2. Кроме того, были определены ошибки указанных измерений. Поскольку измерения проводились с двумя парами антенн, поочередно установленными в фазометрическую базу, то по уровню полученных ошибок пеленгации для двух рассматриваемых случаев можно сделать выводы о влиянии неидентичности антенн на ошибки пеленгации. Здесь стоит также отметить и другие факторы, которые могли бы повлиять на ошибки пеленгации. К таковым можно отнести взаимовлияние близкорасположенных антенн, а также влияние антенной платформы.

Взаимовлияние близкорасположенных антенн в данном случае невелико, поскольку они характеризуются низким (около 2 % на частоте измерения [9]) уровнем бокового излучения.

Платформа, на которой размещены антенны, также влияет на ошибки пеленгации. Снизить указанное влияние можно, применяя радиопоглощающий материал, как это сделано, например, в [25]. В данной статье поверхность, на которой размещались антенны, также была закрыта радиопоглощающим материалом. Важно отметить, что при замене пары антенн в фазометрической базе все прочие элементы приемных каналов

оставались неизменными, также оставались неизменными и внешние условия. Это позволяет считать, что наблюдаемые различия уровней ошибок пеленгации вызваны антеннами, а именно их неидентичностью.

Результаты. В табл. 1 отдельно сведены L -нормы, соответствующие матрицам характеристик антенн.

Из четырех рассматриваемых антенн сформированы две пары. Абсолютные разности L -норм одной из пар меньше, чем абсолютные разности L -норм второй пары. Указанные абсолютные разности сведены в табл. 2.

Пары антенн, абсолютные разности L -норм которых сведены в табл. 2, по очереди устанавливались в фазометрическую базу, показанную на рис. 2. Для этих двух случаев были получены пространственные зависимости ошибок пеленгации в диапазоне углов φ : $-15...15^\circ$ с шагом в 1° . Указанная зависимость приведена на рис. 3. Кроме того, на приведенных зависимостях показаны границы тройной среднеквадратичной ошибки. Зависимость с треугольными маркерами соответствует паре антенн 3, 4, зависимость с квадратными маркерами – паре антенн 1, 2.

Заключение. Приведенные на рис. 3 пространственные зависимости ошибок пеленгации различаются для пар антенн 1, 2 и 3, 4.

Табл. 1. L -нормы матриц характеристик антенн 1–4

Tab. 1. L norms of antenna characteristics matrices 1–4

φ, \dots°	L -норма, антенна 1	L -норма, антенна 2	L -норма, антенна 3	L -норма, антенна 4
–15	24.8	24.1	16.5	23
–10	27.2	27.1	16.6	26.1
–5	28.4	27.3	19	26.4
0	29.5	29.7	20.2	28.2
5	28.3	26.7	19.5	27.7
10	27.2	26	17	24.6
15	25.2	25.8	15.5	24.3

Табл. 2. Абсолютные разности L -норм двух пар рассматриваемых антенн

Tab. 2. Absolute differences of the L norms of two pairs of the antenna under consideration

φ, \dots°	$ L\text{-норма антенны 1} - L\text{-норма антенны 2} $	$ L\text{-норма антенны 3} - L\text{-норма антенны 4} $
–15	0.7	6.5
–10	0.1	9.5
–5	1.1	7.4
0	0.2	8
5	1.6	8.2
10	1.2	7.6
15	0.6	8.8

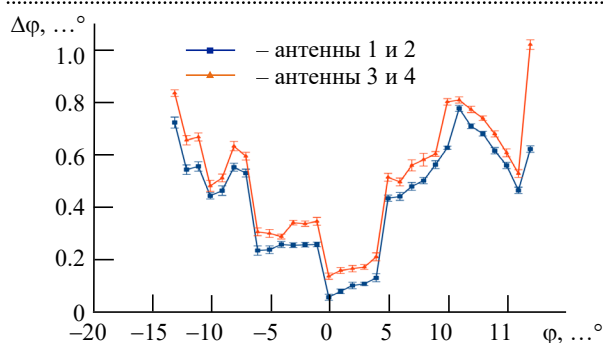


Рис. 3. Пространственная зависимость ошибок пеленгации для пар антенн 1, 2 и 3, 4

Fig. 3. Spatial dependence of damping errors for pairs of antennas 1, 2 and 3, 4

Ошибки пеленгации меньше при использовании в фазометрической базе пары антенн 1, 2. В большинстве точек рассматриваемого углового диапазона разница ошибок пеленгации для двух приведенных случаев укладывается в промежуток значений от 0.05° до 0.1° , на границах углового диапазона ошибки пеленгации возрастают, наибольшая разница в 0.5° наблюдается при угле $\varphi = 15^\circ$. Важно отметить, что абсолютные значения ошибок пеленгации и особенно их рост на границах углового диапазона обусловлены тем, что использовалась всего одна фазометрическая база. Цель проведенного исследования – показать, что неидентичность антенн в приемных каналах фазового пеленгатора приводит к увеличению ошибок пеленгации. Экспериментально полученные зависимости, приведенные на рис. 3, показывают это.

Кроме того, предложен способ сравнения однотипных серийных антенн между собой, позволяющий количественно определить их не-

идентичность. Так, 4 рассмотренные серийные антенны с помощью предложенного способа были разбиты на две пары. Взаимные различия характеристик пары антенн 1, 2 были меньше по сравнению со второй парой антенн 3, 4. После проверки выбранных пар в составе фазометрической базы выяснилось, что применение антенн, неидентичность характеристик которых была больше, приводит к повышению уровня ошибок пеленгации. Из этого следует, что предлагаемый способ сравнения серийных антенн применим для их подбора. Указанный подбор антенн позволит снизить ошибки пеленгации, что улучшит качество работы всей системы.

Наблюдаемые различия характеристик серийных антенн связаны, вероятнее всего, с неточностями изготовления и сборки, поскольку в миллиметровом диапазоне точность изготовления и сборки комплектующих имеет большое значение. Однако это требует проверки посредством дополнительных исследований.

К основным итогам выполненных работ можно отнести следующее:

- неидентичность антенн влияет на ошибки пеленгации фазовым методом;
- предложенный способ сравнения характеристик однотипных серийных антенн позволяет количественно определить неидентичность и подобрать их для использования в составе фазометрических баз пеленгатора, что позволит уменьшить ошибки пеленгации;
- причины взаимной неидентичности характеристик серийных антенн требуют дополнительного исследования.

Список литературы

1. Multiple Array Spacings for an Interferometer Direction Finder with High Direction-Finding Accuracy in a wide Range of Frequencies / J. H. Lee, J. K. Kim, H. K. Ryu, Y. J. Park // IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2018. Vol. 17, № 4. P. 563–566. doi: 10.1109/LAWP.2018.2803107
2. Ergezer N., Nayir H. A Low Cost HF Direction Finding Antenna Array Simulator for Verification of HF-DF Receivers // Proc. of the Intern. Automatic Testing Conf. St Louis, USA, 15–18 Sept. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 14700766. doi: 10.1109/AUTEST.2014.6935159
3. Шарыгин Г. С., Дубинин Д. В. Круговая антенная решетка для моноимпульсного фазового пе-

ленгатора // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 24-й Междунар. конф., Севастополь, Россия, 7–13 нояб. 2014 г. IEEE, 2014. С. 471–472. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959484

4. Порубов Г. Г. Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик // Докл. ТУСУР. 2017. Т. 20, № 1. С. 5–9. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-05-09

5. Исследование работы фазового пеленгатора с квазиоптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, М. В. Крутиков, А. А. Мещеряков // Докл. ТУСУР. 2011. № 2 (24). С. 7–15.

6. Algorithm for Obtaining Accurate Phase Interferometer / S. V. Doan, J. Vesely, P. Janu, P. Hubacek, X. L. Tran // Proc. of the 26th Intern. Conf. Radioelektronika, Kosice, Slovakia, 19–20 Apr. 2016. IEEE, 2016. P. 16036088. doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477374
7. Optimized Algorithm for Solving Phase Interferometer Ambiguity / S. V. Doan, J. Vesely, P. Janu, P. Hubacek, X. L. Tran // Proc. of the 17th Intern. Radar Symp., Krakow, Poland, 10–12 May 2016. IEEE, 2016. P. 16104516. doi: 10.1109/IRS.2016.7497353
8. Виноградов А. Д., Востров А. Ю., Дмитриев И. С. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны. 2018. № 5. С. 5–20.
9. Павлов И. Д. Электродинамическое моделирование и расчет широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона // Омский науч. вестн. 2017. № 5. С. 152–158.
10. Пат. RU 2673319 МПК H 01 Q 1/00. Спиральная антенна / Д. Д. Кохнюк, И. А. Боровик, Я. В. Федоров, И. Д. Павлов, И. Н. Звягинцев, В. В. Волчонков. Опубл. 23.11.2018. Бюл. № 33.
11. Уфаев В. А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток // Антенны. 2017. № 6. С. 17–22.
12. Методика расчета вероятности аномальных ошибок моноимпульсного многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / М. Л. Артемов, И. С. Дмитриев, М. Ю. Ильин, М. П. Сличенко // Антенны. 2020. № 3. С. 58–87. doi: 10.18127/j03209601-202003-05
13. Уфаев В. А. Предельные параметры пеленгаторных антенных решеток // Антенны. 2017. № 6. С. 5–9.
14. Виноградов А. Д. Методические ошибки векторных радиопеленгаторов // Антенны. 2020. № 5 (267). С. 13–23. doi: 10.18127/j03209601-202005-02
15. Методические ошибки скалярных радиопеленгаторов с антенными решетками из ненаправленных антенн / А. Д. Виноградов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко, Г. В. Подшивалова, Т. И. Шипилова // Антенны. 2020. № 3 (265). С. 6–31. doi: 10.18127/j03209601-202003-01
16. Способ и характеристики угломестного радиопеленгования с использованием трехэлементной антенной решетки из соосных вертикальных вибраторных антенн / А. Д. Виноградов, В. В. Грибанов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко, Г. В. Подшивалова // Антенны. 2017. № 5. С. 13–18.
17. Li M., Ma R., Behdad N. A Compact Low-Cost Ultrawideband Direction Finding System: Techniques Suitable for Small-Aperture Designs // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol. 60, № 6. P. 32–44. doi: 10.1109/MAP.2018.2870641
18. Amakawa Sh. Scattered Reflections on Scattering Parameters Demystifying Complex-Referenced S Parameters // IEICE Transactions on Electronics. 2016. Vol. E99, № 10. P. 1100–1112. doi: 10.1587/transele.E99.C.1100
19. Paulis F., Zhang Y. J., Fan J. Signal/Power Integrity Analysis for Multilayer Printed circuit Boards Using Cascaded S-Parameters // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52, № 4. P. 1008–1018. doi: 10.1109/TEMC.2010.2072784
20. Антохина Ю. А., Крячко А. Ф., Ковалев А. С. Синтез характеристик антенн по измерениям в ближней зоне / под ред. Ю. Г. Шатракова; ГУАП. СПб., 2016. 309 с.
21. Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.
22. Мануилов Б. Д., Кузнецов А. А. Характеристики рассеяния плоских вибраторных решеток при формировании многолучевых диаграмм направленности // Антенны. 2012. № 1. С. 34–42.
23. Пономарев Л. И., Попов В. В. Рассеивающие свойства антенн и фазированных антенных решеток. М.: РУДН, 2003. 144 с.
24. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров / К. А. Пупков, Н. Д. Егупов, Ю. Л. Лукашенко, Д. В. Мельников, В. М. Рыбин, А. И. Трофимов. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2007. 664 с.
25. Павлов И. Д. Исследование влияния антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации // Антенны и распространение радиоволн: сб. докл. Всерос. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, Россия, 24–26 нояб. 2021 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2021. С. 75–76.

Информация об авторе

Павлов Иван Дмитриевич – магистр по специальности "Радиотехника" (Омский государственный технический университет, 2017), инженер-конструктор 2-й категории АО "Центральное конструкторское бюро автоматики». Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Адрес: АО "Центральное конструкторское бюро автоматики», пр. Космический, д. 24 А, Омск, 644027, Россия
E-mail: s-glok9@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>

References

1. Lee J. H., Kim J. K., Ryu H. K., Park Y. J. Multiple Array Spacings for an Interferometer Direction Finder with High Direction-Finding Accuracy in a wide Range of Frequencies. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Let.* 2018, vol. 17, no. 4, pp. 563–566. doi: 10.1109/LAWP.2018.2803107
2. Ergezer N., Nayir H. A Low Cost HF Direction Finding Antenna Array Simulator for Verification of HF-DF Receivers. *Proc. of the Intern. Automatic Testing Conf. St Louis, USA, 15–18 Sept. 2014. IEEE, 2014*, p. 14700766. doi: 10.1109/AUTEST.2014.6935159
3. Sharygin G. S., Dubinin D. V. Ring Array for Monopulse Phase Direction Finder. *24th Intern. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Russia, 7–13 Sept. 2014. Piscataway, IEEE, 2014*, pp. 471–472. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959484 (In Russ.)
4. Porubov G. G. Method to Select the Optimal Structures for Antenna Arrays of Phase Direction Finder and Assessment of Probability Characteristics. *Proc. of TUSUR University. 2017, vol. 20, no. 1, pp. 5–9. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-05-09 (In Russ.)*
5. Denisov V. P., Dubinin D. V., Krutikov M. V., Mescheryakov A. A. Quasi-optimal Method to Avoid the Ambiguity of Bearing Estimation by Terrestrial Finder. *Proc. of TUSUR University. 2011, no. 2 (24), pp. 7–15. (In Russ.)*
6. Doan S. V., Vesely J., Janu P., Hubacek P., Tran X. L. Algorithm for Obtaining Accurate Phase Interferometer. *Proc. of the 26th Intern. Conf. Radioelektronika, Kosice, Slovakia, 19–20 April 2016. IEEE, 2016*, p. 16036088 doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477374
7. Doan S. V., Vesely J., Janu P., Hubacek P., Tran X. L. Optimized Algorithm for Solving Phase Interferometer Ambiguity. *Proc. of the 17th Intern. Radar Symp., Krakow, Poland, 10–12 May 2016. IEEE, 2016*, p. 16104516. doi: 10.1109/IRS.2016.7497353
8. Vinogradov A. D., Vostrov A. Yu., Dmitriev I. S. The Generalized Structure of the Direction Finder and the Main Terms Used in the Theory of Radio Direction Finding. *Antennas. 2018, no. 5, pp. 5–20. (In Russ.)*
9. Pavlov I. D. Electrodynamics Modeling and Calculation of the Broadband Small-Sized Spiral Antenna of a Millimeter Range. *Omsk Scientific Bulletin. 2017, no. 5, pp. 152–158. (In Russ.)*
10. Kohnjuk D. D., Borovik I. A., Fedorov Ya. V., Pavlov I. D., Zvjagincev I. N., Volchonkov V. V. *Spiral'naya antenna* [Spiral Antenna]. Pat. RU 2673319 MPK N 01 Q 1/00. Publ. 23.11.2018. (In Russ.)
11. Ufaev V. A. The Calculation Technique of Direction Finding With Circular Antenna Arrays Usage Anomalous Errors Probability. *Antennas. 2017, no. 6, pp. 17–22. (In Russ.)*
12. Artemov M. L., Dmitriev I. S., Ilyin M. Yu., Slichenko M. P. Methodology for Calculation of Probability of Abnormal Errors of Monopulse Multichannel Radio Direction Finder with Antenna System of Any Configuration. *Antennas. 2020, no. 3, pp. 58–87. doi: 10.18127/j03209601-202003-05 (In Russ.)*
13. Ufaev V. A. Limiting Parameters Antennas Arrays Appointed to Directional Finding. *Antennas. 2017, no. 6, pp. 5–9. (In Russ.)*
14. Vinogradov A. D. Methodological Errors of Vector Direction Finders. *Antennas. 2020, no. 5 (267), pp. 13–23. doi: 10.18127/j03209601-202005-02 (In Russ.)*
15. Vinogradov A. D., Mihin A. Yu., Nikitenko E. P., Podshivalova G. V., Shipilova T. I. Methodological Errors of Scalar Direction Finders with Antenna Arrays of Non-directional Antennas. *Antennas. 2020, no. 3 (265), pp. 6–31. doi: 10.18127/j03209601-202003-01 (In Russ.)*
16. Vinogradov A. D., Gribanov V. V., Mihin A. Yu., Nikitenko E. P., Podshivalova G. V. Method and Characteristics of Radio Direction Finding in the Elevation Plane Using an Equidistant Three-element Antenna Array Consisting of Coaxial Vertical Vibrators. *Antennas. 2017, no. 5, pp. 13–18. (In Russ.)*
17. Li M., Ma R., Behdad N. A Compact Low-Cost Ultrawideband Direction Finding System: Techniques Suitable for Small-Aperture Designs. *IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018, vol. 60, no. 6, pp. 32–44. doi: 10.1109/MAP.2018.2870641*
18. Amakawa Sh. Scattered Reflections on Scattering Parameters Demystifying Complex-Referenced S Parameters. *IEICE Transactions on Electronics. 2016, vol. E99, no. 10, pp. 1100–1112. doi: 10.1587/transele.E99.C.1100*
19. Paulis F., Zhang Y. J., Fan J. Signal/Power Integrity Analysis for Multilayer Printed circuit Boards Using Cascaded S-Parameters. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2010, vol. 52, no. 4, pp. 1008–1018. doi: 10.1109/TEM.2010.2072784*
20. Antohina Yu. A., Kryachko A. F., Kovalev A. S. *Sintez kharakteristik antenn po izmereniyam v blizhnei zone* [Synthesis of Antenna Characteristics from Measurements in the Near Field]. Ed. by Yu. G. Shatrakov. SPb., GUAP, 2016, 309 p. (In Russ.)
21. Neganov V. A., Tabakov D. P., Yarovoi G. P. *Sovremennaya teoriya i prakticheskie primeneniya antenn* [Modern Theory and Practical Applications of Antennas]. Moscow, Radiotekhnika, 2009, 720 p. (In Russ.)
22. Manuilov B. D., Kuznetsov A. A. Scattering Characteristics of Plane Arrays of Dipoles by Shaping of Multi-Beam Radiation Patterns. *Antennas. 2012, no. 1, pp. 34–42. (In Russ.)*
23. Ponomarev L. I., Popov V. V. *Rasseivayushchie svoystva antenn i fazirovannykh antennykh reshetok* [Scattering Properties of Antennas and Phased Antenna Arrays]. Moscow, RUDN, 2003, 144 p. (In Russ.)
24. Pupkov K. A., Egupov N. D., Lukashenko Yu. L., Melnikov D. V., Rybin V. M., Trofimov A. I. *Matrichnye metody rascheta i proektirovaniya slozhnykh sistem avtomaticheskogo upravleniya dlya inzhenerov* [Matrix Methods of Calculation and Design of Complex Systems of Automatic Control for Engineers]

ods for Calculating and Designing Complex Automatic Control Systems for Engineers]. Moscow, BMSTU, 2007, 664 p. (In Russ.)

25. Pavlov I. D. Study of Influence of the Antenna Platform of the Phase Direction Finder on the Direction-

Finding Errors. Antennas and Propagation of radio waves: materials of the All-Russian Scientific and Technical Conf., St Petersburg, Russia, 24–26 Nov. 2021. SPb., Publishing House ETU, 2021, pp. 75–76. (In Russ.)

Information about the author

Ivan D. Pavlov, Master in "Radio Engineering" (Omsk State Technical University, 2017), Design engineer of the 2nd category of JSC "Central design bureau of automatics". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

Address: JSC "Central design bureau of automatics", 24 A, Kosmicheskoy Pr., Omsk 644027, Russia

E-mail: s-glok9@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>
