

Математическое моделирование процесса пеленгации в ближней зоне сложного протяженного объекта

Н. В. Бархударян, С. Э. Важинский, В. А. Василец, А. З. Сазонов,
О. И. Сухаревский

*Харьковский военный университет,
Украина, 61043, г. Харьков, пл. Свободы, 6
E-mail: sukharevsky@euro.dinos.net*

Статья поступила в редакцию 20 января 2003 г.

Предлагается методика, позволяющая рассчитывать ошибки определения углового положения аэродинамического объекта сложной формы, когда пеленгатор находится в ближней зоне рассеивателя. Показано, что основной причиной ошибок являются искажения амплитудно-фазового распределения поля в апертуре приемной антенны. При этом с уменьшением расстояния до объекта угловые отклонения возрастают и могут становиться значительными. Приведены результаты расчетов амплитудно-фазовых распределений поля в апертуре и соответствующих им ошибок пеленга для самолета с максимальным поперечным размером 20 метров.

Запропоновано методику, яка дозволяє розраховувати помилки визначення кутового положення аеродинамічного об'єкта складної форми, коли пеленгатор знаходиться в ближній зоні розсіювача. Показано, що основною причиною помилок є викривлення амплітудно-фазового розподілу поля в апертурі приймальної антени. При цьому зі зменшенням відстані до об'єкта кутові відхилення зростають та можуть ставати значними. Наведено результати розрахунків амплітудно-фазових розподілів поля в апертурі та відповідних їм помилок пеленга для літака з максимальним поперечним розміром 20 метрів.

На современном этапе развитие радиолокационной техники характеризуется общей тенденцией повышения точности определения параметров объектов. В случае, когда размеры объекта намного превышают длину волны зондирующего сигнала, появляется возможность учета пространственной протяженности сложных по форме реальных радиолокационных целей: самолетов, судов, автомобилей. По этой причине в ряде задач радиолокации необходимо иметь априорную информацию о характере рассеянного электромагнитного поля в ближней зоне таких объектов. Эти задачи возникают, например, при работе радиолокационных систем управления и контроля воздушного движения в

зонах аэропортов, когда в разрешаемом объеме пространства находятся одновременно несколько самолетов.

Характерной особенностью рассматриваемых задач является измерение угловых координат и скорости объекта при малых расстояниях между ним и приемной антенной. Протяженность объекта в пространстве, сложность его формы при этом играют решающую роль в формировании рассеянного поля. В результате интерференции волн, рассеянных отдельными элементами поверхности объекта, происходит искажение фазового фронта отраженной волны. Это неизбежно сказывается на точности измерения координат объекта, поскольку работа любой системы пеленгации

основана на определении направления нормали к фазовому фронту.

Разнообразные аспекты этой проблемы в разное время рассматривались рядом авторов [1-3], однако вопросам влияния на функционирование пеленгатора электромагнитного поля, рассеянного сложной целью в ближней зоне, уделялось недостаточное внимание. Современный уровень развития вычислительной техники и соответствующие ему методы расчетов позволяют восполнить этот пробел.

Таким образом, актуальной является задача оценки ошибок пеленгации объектов в ближней зоне с целью определения требований к работе пеленгаторов и оптимизации их характеристик. В этой связи интерес представляет исследование зависимостей указанных ошибок от формы, электрических размеров объектов и возможных углов между направлениями зондирования и приема. Представленная в статье математическая модель дает возможность исследовать влияние амплитудно-фазового распределения рассеянного поля в апертуре приемной антенны на величину наводимой эдс в каждом из каналов обработки. Кроме того, она позволяет рассчитывать ошибки пеленгации с учетом особенностей работы антенной системы, находящейся в ближней зоне объекта, при амплитудном и фазовом методах пеленгации. В основу расчетов положена методика, описанная в работе [4].

Основные расчетные соотношения

Расчет рассеянного поля

Пусть на идеально проводящий объект, ограниченный поверхностью S , расположенный в свободном пространстве, падает плоская монохроматическая электромагнитная волна

$$\vec{E}^0(\vec{x}) = \vec{p}^0 \exp(jk_0(\vec{R}_0 \cdot \vec{x})),$$

$$\vec{H}^0(\vec{x}) = (\vec{R}_0 \times \vec{p}^0) \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \exp(jk_0(\vec{R}_0 \cdot \vec{x})),$$

где \vec{R}^0 – орт направления зондирования; \vec{p}^0 –

орт поляризации; ϵ_0, μ_0 – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства; k_0 – волновое число в свободном пространстве; \vec{x} – радиус-вектор точки на поверхности S в системе координат объекта (рис. 1); точками над буквенными обозначениями отмечены комплексные величины.

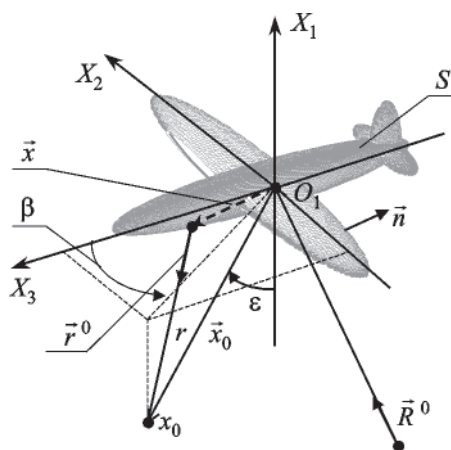


Рис. 1. Геометрия задачи при пеленгации сложной цели в ближней зоне

Найдем рассеянное объектом поле в апертуре антенны, расположенной в ближней зоне объекта. Учитывая, что характерные размеры объекта в рассматриваемом случае много больше длины волны, будем искать решение в приближении физической оптики. Воспользуемся для этого леммой Лоренца, применив ее к полю точечного электрического диполя, помещенного в некоторую точку с радиус-вектором \vec{x}_0 , и полному полю. Интегральное представление вектора напряженности рассеянного электрического поля $\vec{E}^p(\vec{x}_0)$ в точке наблюдения \vec{x}_0 в случае идеально проводящего объекта имеет вид [5]:

$$\vec{p} \cdot \vec{E}^p(\vec{x}_0) = \frac{\epsilon_0}{j\omega S_o} \oint_{S_o} \vec{E}^e(\vec{x}_0, \vec{x}, \vec{p}) \cdot \vec{H}^\perp(\vec{x}_0, \vec{x}) ds,$$

где $\vec{H}^\perp = \vec{n} \times \vec{H}$, \vec{H} – вектор магнитной напряженности полного поля; S_o – “освещен-

ная” часть поверхности объекта; \vec{p} – орт поляризации приемной антенны; $\vec{E}^e(\vec{x}_0, \vec{x}, \vec{p})$ – вектор напряженности электрического поля точечного диполя, который может быть представлен следующим выражением [6]:

$$\vec{E}^e(\vec{x}_0, \vec{x}, \vec{p}) = \frac{1}{\epsilon_0} \left[\vec{\nabla}(\vec{p} \cdot \vec{\nabla})g(\vec{x}, \vec{x}_0) + k_0^2 \cdot \vec{p} \cdot g(\vec{x}, \vec{x}_0) \right].$$

Здесь $g(\vec{x}, \vec{x}_0) = \exp(jk_0 r)/4\pi r$, $r = |\vec{x}_0 - \vec{x}|$ – расстояние между точками интегрирования и наблюдения. Выполнив ряд несложных преобразований, предварительно разложив вектор-момент \vec{p} диполя на две ортогональные составляющие – тангенциальную $\vec{p}^\perp = \vec{p} - (\vec{p} \cdot \vec{r}^0)\vec{r}^0$ и продольную $\vec{p}^\parallel = \vec{p} - (\vec{p} \cdot \vec{r}^0)\vec{r}^0$, где \vec{r}^0 – орт направления от точки на поверхности объекта к точке наблюдения (рис. 1), – и используя приближение физической оптики, для которого $\vec{H}^\perp \approx 2[\vec{n} \times \vec{H}^0]$, получим формулу для расчета рассеянного объектом поля в произвольной точке x_0 :

$$\begin{aligned} \vec{p} \cdot \vec{E}^p(\vec{x}_0) &= \frac{1}{2\pi j k_0} \oint_{S_a} \frac{1}{r} \left[\vec{R}^0(\vec{p}^0 \cdot \vec{n}) - \vec{p}^0(\vec{R}^0 \cdot \vec{n}) \right] \times \\ &\times \left[\left(k_0^2 + \frac{j k_0 r - 1}{r^2} \right) \cdot \vec{p}^\perp - \frac{2(j k_0 r - 1)}{r^2} \cdot \vec{p}^\parallel \right] \times \\ &\times \exp(j k_0 (r + (\vec{R}^0 \cdot \vec{x}))) ds. \end{aligned} \quad (1)$$

Выражение (1) позволяет находить величину рассеянного поля в случаях совмещенной и разнесенной локации на любом расстоянии от рассеивателя. С увеличением расстояния вклад продольной составляющей уменьшается и соотношение (1) переходит в формулу для расчета поля в дальней зоне.

Подынтегральная функция в (1) имеет вид $\vec{F}(\vec{x}) = f(\vec{x}) \exp(jk_0 \Omega(\vec{x}))$, где $f(\vec{x})$, $\Omega(\vec{x})$ – непрерывные на S функции. Учитывая, что $\vec{F}(\vec{x})$ – быстроосциллирующая функция, расчет интеграла может проводиться по специальной триангуляционной формуле, предложенной в [4] и основанной на кусочно-плос-

костной интерполяции функций $f(\vec{x})$ и $\Omega(\vec{x})$ в пределах каждого треугольного facetsа, которыми аппроксимируется поверхность объекта.

Расчет ошибок пеленгации

Обработка сигналов, принятых антенной, заключается в вычислении величины наведенной эдс \dot{U} [7]:

$$\dot{U} = \oint_{S_a} \vec{p} \cdot \vec{E}^p(\vec{x}_0) \cdot \vec{Z}(\vec{x}_0) ds, \quad (2)$$

где \vec{x}_0 – радиус-вектор точки наблюдения в апертуре, S_a – апертура антенны, $\vec{Z}(\vec{x}_0)$ – комплексное амплитудно-фазовое распределение (АФР) в апертуре. В ряде случаев АФР может быть представлено в виде произведения двух функций, каждая из которых зависит лишь от одной координаты. Переходя к системе координат, связанной с апертурой антенны (рис. 2), запишем:

$$\begin{aligned} \vec{Z}(m, n) &= \dot{A}(m) \dot{B}(n) = A(m) e^{j\varphi(m)} B(n) e^{j\psi(n)} = \\ &= A(m) B(n) e^{j[\varphi(m) + \psi(n)]}, \end{aligned}$$

где m, n – координаты точки \vec{x}_0 в плоскости апертуры; $A(m)$, $B(n)$ – амплитудные распределения поля в апертуре антенны соответственно вдоль осей OM и ON ; $\varphi(m)$, $\psi(n)$ – фазовые распределения. Известно [8], что принцип моноимпульсной пеленгации заключается в приеме отраженных от объектов сигналов одновременно по нескольким (в частности, двум) независимым каналам с последующим сравнением параметров сигналов. С этой целью при амплитудной пеленгации в одной плоскости формируются две пересекающиеся диаграммы направленности (ДН), которые отклонены на углы $\pm\theta_0$ от равносигнального направления (РСН). При фазовой пеленгации направление определяется путем сравнения фаз принятых сигналов, так как оси ДН параллельны в пространстве, а фазовые центры ДН разнесены на некоторое расстояние d_y . Поскольку диаграмма направленнос-

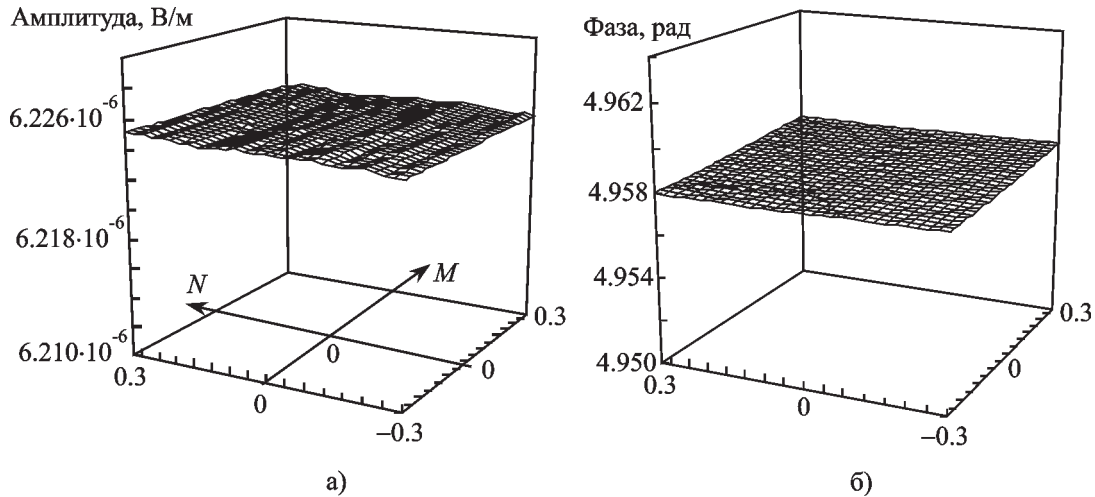


Рис. 2. Распределение амплитуд (а) и фаз (б) поля в апертуре при расположении пеленгатора в дальней зоне рассеивателя:
 расстояние до объекта $d = 10^5$ м, $\varepsilon = 125^\circ$, $\beta = 0^\circ$

ти определяется существующим в апертуре АФР, очевидно, каждый канал пеленгатора должен формировать характеристику типа (2).

В комбинированной моноимпульсной системе, которая моделировалась в настоящей работе, в азимутальной плоскости использован амплитудный метод пеленгации, а в угломестной – фазовый. Для первого из них амплитудные распределения (АР) в каналах должны быть идентичными, например, $A_1(m) = A_2(m) = 0.1 + 0.9 \cos(\pi m/L)$, а фазовые (ФР) – линейными, но противоположных знаков: $\varphi_1(\xi) = cm$, $\varphi_2(m) = -cm$, где $c = 2\pi \sin \theta_0 / \lambda$ – крутизна фазового распределения, λ – длина волны, L – длина апертуры вдоль соответствующей оси симметрии, индексы 1 и 2 нумеруют каналы обработки. Для фазового метода амплитудные распределения могут быть любыми, а фазовые должны быть постоянными, к примеру: $B_1(n) = B_2(n) = 1$, $\psi_1(n) = \psi_2(n) = 0$ [5]. Тогда из (2) в первом канале обработки получим

$$\dot{U}_1 = \oint_{s_\alpha} \vec{p} \cdot \vec{E}^p(\vec{x}_0) \left[0.1 + 0.9 \cos\left(\frac{\pi m}{L}\right) \right] \times \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} m \sin \theta_0\right) ds \quad (3)$$

и во втором канале –

$$\dot{U}_2 = \oint_{s_\alpha} \vec{p} \cdot \vec{E}^p(\vec{x}_0) \left[0.1 + 0.9 \cos\left(\frac{\pi m}{L}\right) \right] \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} m \sin \theta_0\right) ds. \quad (4)$$

Для решения задачи пеленгации широко используются системы с суммарно-разностными угловыми дискриминаторами, в которых сигналы с выхода антенны поступают в волноводный мост, где суммируются и вычитаются:

$$\dot{U}_c = \dot{U}_1 + \dot{U}_2, \quad \dot{U}_p = \dot{U}_1 - \dot{U}_2.$$

Здесь \dot{U}_1 , \dot{U}_2 – комплексные амплитуды сигналов на выходах первого и второго каналов обработки; \dot{U}_c , \dot{U}_p – комплексные амплитуды соответственно суммарного и разностного сигналов. При этом в амплитудном пеленгаторе на выходе квадратичного фазового детектора сигнал ошибки в азимутальной плоскости определяется выражением [8]

$$r_k(\delta) = \frac{\text{Re}[\dot{U}_c \dot{U}_p^*]}{\dot{U}_c \dot{U}_c^*}, \quad (5)$$

где δ – угол отклонения РСН от направления на геометрический центр цели в азимутальной плоскости, знак (*) означает комплексное сопряжение. В фазовом пеленгаторе в плоскости угла места сигнал ошибки может быть найден из соотношения [8]

$$r_i(\chi) = \frac{\operatorname{Re}[\dot{U}_c \dot{U}_p^* \exp(j\pi/2)]}{\dot{U}_c \dot{U}_c^*}, \quad (6)$$

где χ – угол отклонения РСН в угломестной плоскости. В случае фазовой пеленгации дополнительный сдвиг разностного сигнала на $\pi/2$ относительно суммарного вводится для обеспечения равенства нулю выходного напряжения при совмещении РСН с направлением на объект.

Значениям $\delta=0^\circ$, $\chi=0^\circ$ соответствует положение, когда антенна своим РСН ориентирована точно на геометрический центр цели. Для того чтобы определить ошибку пеленга в плоскости азимута (β), зафиксируем угол $\chi=0^\circ$, а в указанной плоскости будем сканировать ДН в пределах небольших углов относительно равносигнального направления. По вычисленным таким способом для каждого δ значениям $r_k(\delta)$ строится пеленгационная характеристика антенны. Угол $\Delta\delta$, при котором $r_k(\delta)=0$, есть отклонение измеренного направления от истинного. Аналогично находится угловое отклонение $\Delta\chi$ в угломестной плоскости при фиксированном $\delta=0^\circ$.

Таким образом, рассчитав с помощью формулы (4) поле в апертуре антенны, находящейся в ближней зоне крупногабаритного рассеивателя, и воспользовавшись соотношениями (3) – (6), определяем сигналы ошибок измерения угловых координат объекта в угломестной и азимутальной плоскостях.

Результаты математического моделирования

Для проверки работоспособности описанной методики был проведен ряд расчетов на ПЭВМ. Для этого антенна с квадратной апертурой, сторона которой $L=0.6$ м, располагалась на определенных углах визирования

($\epsilon=85^\circ, 95^\circ, \dots, 125^\circ, 95^\circ$, $\beta=0^\circ, 10^\circ, \dots, 90^\circ$) и расстояниях от объекта в дальней ($d=10^5$ м) и ближней ($d=1000, 900, \dots, 100$ м) зонах. Координаты указаны для центра апертуры в сферической системе координат, связанной с объектом, при этом угол ϵ измеряется от отрицательного направления оси O_1X_1 , а угол β в плоскости $X_3O_1X_2$ от положительного направления оси O_1X_3 против часовой стрелки (рис. 1). Плоскость раскрыва перпендикулярна направлению на геометрический центр объекта. В каждой из указанных точек вычислялось распределение амплитуд и фаз падающего поля в апертуре антенны, а также ошибка в определении направления на объект.

В случае если амплитуда поля постоянна, а фаза линейно изменяется вдоль одной из осей симметрии апертуры, величина отклонения в соответствующей плоскости измерения будет пропорциональна коэффициенту наклона плоскости фаз к плоскости раскрыва антенны. На рис. 2 показано такое распределение в апертуре, рассчитанное в точке с координатами $\epsilon=125^\circ$, $\beta=0^\circ$, $d=10^5$ м. В этом случае поверхности, образованные значениями амплитуд и фаз, параллельны плоскости апертуры XOY , т. е. и амплитуда, и фаза по апертуре практически не изменяются. Это означает, что фазовый фронт падающей волны имеет локально плоский характер (по крайней мере в пределах размеров апертуры), и поэтому амплитудный и фазовый пеленгаторы, определяющие направление нормали к фазовому фронту, отклонения измеренного направления на объект от реального не обнаружат. Следовательно, ошибка пеленгации в дальней зоне объекта определяется, в основном, аппаратурной точностью системы пеленгации.

В ближней зоне распределение амплитуды и фазы поля в апертуре коренным образом отличается от АР и ФР в дальней зоне. Так, на рис. 3 хорошо виден нелинейный характер изменения амплитуды и фазы падающей волны ($d=600$ м, $\epsilon=125^\circ$, $\beta=0^\circ$). Такое АФР приводит к тому, что свойства отношений принятых сигналов на выходе пеленгатора (формулы (3), (4)) не могут быть использованы в полной мере. Например, при фазовой пеленгации на формирование пеленгационной ха-

характеристики антенны оказывают влияние нелинейные изменения как фазы, так и амплитуды поля в апертуре, что приводит к смещению РСН на некоторый угол. Это означает наличие ошибки при определении углового положения объекта. Расчеты, проведенные по формуле (5), показывают величину ошибки: $\Delta\delta = 1.9^\circ$. Тот же эффект наблюдается и при амплитудном методе пеленгации. Насколько сложным может быть “рельеф” поля, поступающего на вход антенны, иллюстрирует рис. 4, где показаны амплитудное и фазовое

распределения поля в апертуре антенны в точке с координатами $d = 100$ м, $\varepsilon = 125^\circ$, $\beta = 30^\circ$. Отклонение РСН от направления на истинный центр цели, рассчитанное по формуле (8), в данном случае составляет $\Delta\delta = 3.1^\circ$.

Таким образом, предложенная в работе методика приближенного расчета электромагнитного поля, рассеянного объектом сложной формы, дает возможность рассчитывать поле в ближней зоне объекта в общем случае бистатической локации для небольших углов разности. Используя описанную методику, можно

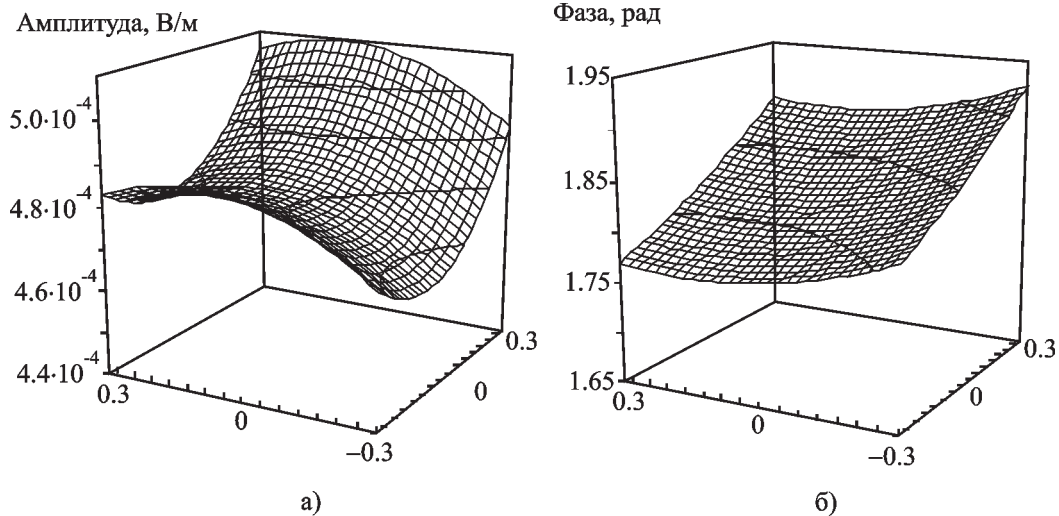


Рис. 3. Амплитудное (а) и фазовое (б) распределения поля в апертуре приемной антенны, находящейся в ближней зоне рассеивателя:
 $d = 600$ м, $\varepsilon = 125^\circ$, $\beta = 0^\circ$

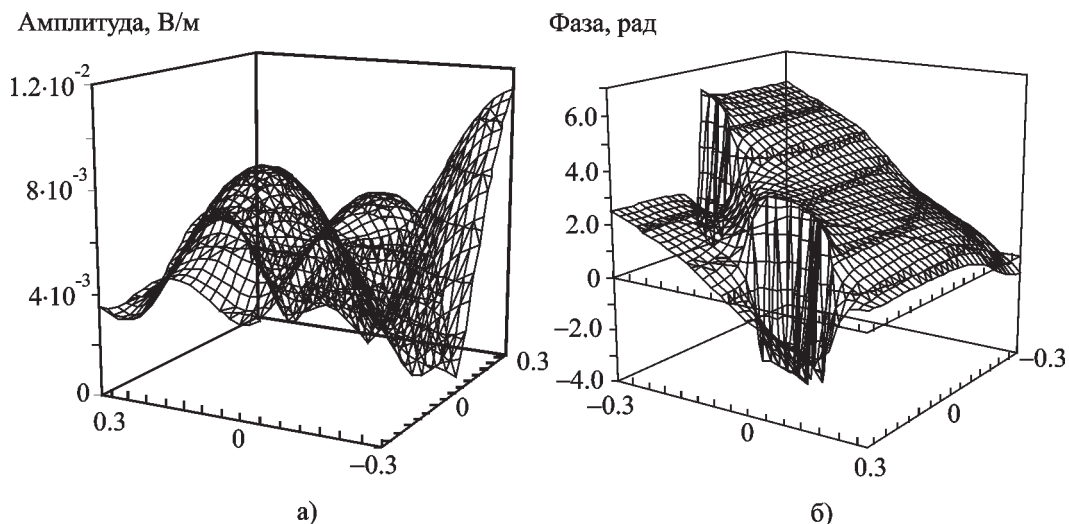


Рис. 4. Амплитудное (а) и фазовое (б) распределения поля в апертуре приемной антенны, находящейся в ближней зоне рассеивателя:
 $d = 100$ м, $\varepsilon = 125^\circ$, $\beta = 30^\circ$

исследовать влияние ближнего поля на величину и направление угловых ошибок пеленгации. В этом случае при измерении углового положения вероятно возникновение довольно больших отклонений измеренного направления от направления на геометрический центр объекта. Эти отклонения, независимо от качества работы системы управления измерителя, не сглаживаются окончательно, а, напротив, увеличиваются с уменьшением расстояния до объекта и при определенных условиях могут привести к срыву автоматического слежения за объектом. Зная рассчитанные с помощью математического моделирования угловые ошибки пеленгации для различных углов визирования и взаимного расположения облучающей системы и апертуры приемной антенны, а также для различных расстояний от объекта до апертуры, можно провести оптимизацию и найти значения указанных параметров, при которых данные угловые ошибки пеленгации минимальны.

Литература

1. Дж. Данн, Д. Ховард. Радиотехника и электроника за рубежом. 1959, №5, с. 157-167.
2. Р. Делано. Вопросы радиолокационной техники. 1954, №1, с. 108-119.
3. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Я. Д. Ширмана. Москва, Сов. радио, 1970, 560 с.
4. О. И. Сухаревский, В. А. Василец, А. З. Сазонов, К. И. Ткачук. Радиофизика и радиоастрономия. 2000, 5, №1, с. 47-54.

5. Л. Д. Гольдштейн, Н. В. Зернов. Электромагнитные поля и волны. Москва, Сов. радио, 1971, 664 с.
6. Л. А. Вайнштейн. Электромагнитные волны. Москва, Радио и связь, 1988, 440 с.
7. И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский. Радиотехника и электроника. 1986, 31, №1, с. 8-13.
8. А. И. Леонов, К. И. Фомичев. Моноимпульсная радиолокация. Москва, Сов. радио, 1970, 392 с.

Mathematical Modeling Bearing Process in Near Zone of Complex Extended Object

**N. V. Barkhudaryan, S. E. Vazhinsky,
V. A. Vasilets, A. Z. Sazonov,
O. I. Sukharevsky**

In the paper, the technique for calculation of angular deviation errors of the aerodynamic object of complex shape is presented, the direction finder being located in the near-zone of the scatterer. It is shown that these errors are caused mainly by the distortions of an amplitude-phase distribution in the aperture of a receiving antenna. Then, the angular deviations increase as the distance to the object decreases and may become considerable. The results of calculation of amplitude-phase distributions of the field in the aperture and the corresponding bearing errors for the aircraft with a maximal transverse size of 20 meters are presented.