

УДК 629.396.96

**ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫХ УГЛОВ МЕСТА ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ
В УСЛОВИЯХ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ****Г.А. Профатилова, Г.Н. Соловьев**

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва

e-mail: solovgrigory@rambler.ru; solovgr@mx.bmstu.ru

Исследован фазовый метод измерения малых углов места, инвариантный к наличию переотражений зондирующих сигналов РЛС от подстилающей поверхности. Метод базируется на приеме сигналов антенной системой с двумя синтезированными фазовыми центрами, разнесенными в горизонтальной плоскости по линии визирования целей. Возможность программной реализации метода позволяет использовать его в существующих РЛС с фазированной решеткой. Приведены точностные характеристики метода для диапазона углов места $0 \dots 6^\circ$.

Ключевые слова: фазовый метод, измерение малых углов, интерференция, фазовая пеленгация, синтез фазовых центров, точность измерения малых углов места.

**LOW ELEVATION MEASUREMENTS USING PHASE METHOD IN THE
PRESENCE OF INTERFERENCE****G.A. Profatilova, G.N. Soloviev**

Bauman Moscow State Technical University, Moscow

e-mail: solovgrigory@rambler.ru; solovgr@mx.bmstu.ru

A phase method for low elevation measurements is investigated which is invariant to the presence of re-reflections of radar sounding signals from the underlying surface. The method is based on receiving signals by the antenna system with two synthesized phase centers spaced apart in the horizontal plane along the line-of-sight of targets. The feasibility of program implementation of the method allows it to be used in the existing radars with phase arrays. The accuracy characteristics of the method are given for elevations within a range of $0 \dots 6$ degrees.

Keywords: phase method, low elevation measurement, interference, phase finding, synthesis of phase centers, accuracy of low elevation measurements.

Измерение углов прихода отраженных от целей сигналов в фазовых радиотехнических системах основано на определении времени взаимного запаздывания сигналов, принимаемых двумя (и более) пространственно разнесенными приемниками [1–3]. В общем случае к фазовым приемным центрам F_1 и F_2 приходят как прямые волны под углом места ε_{1d} и ε_{2d} , так и переотраженные от подстилающей поверхности волны под углом места ε_{1r} и ε_{2r} . В случае приема узкополосных сигналов время запаздывания выражается в фазовом сдвиге несущих колебаний. Комплексные сигналы на выходах приемников F_1 и F_2 , с

учетом переотражений от подстилающей поверхности, можно записать в следующем виде [4]:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_d(\varepsilon_{1d})e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}} + \dot{U}_r(\varepsilon_{1r})\dot{\Gamma}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1r}}; \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_d(\varepsilon_{2d})e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}} + \dot{U}_r(\varepsilon_{2r})\dot{\Gamma}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2r}}, \quad (2)$$

где R_{1d} , R_{2d} и R_{1r} , R_{2r} — длины путей распространения прямой и переотраженной волн от цели до первого и второго фазовых центров соответственно; $\dot{\Gamma}$ — комплексный коэффициент отражения от подстилающей поверхности; \dot{U}_d , \dot{U}_r — прямой и переотраженный комплексные сигналы с учетом диаграммы направленности антенной системы; λ — длина волны несущей.

Разность фаз $\Delta\varphi$ входных сигналов, принятых приемниками F_1 и F_2 , равна аргументу отношения \dot{B}_{12} этих сигналов:

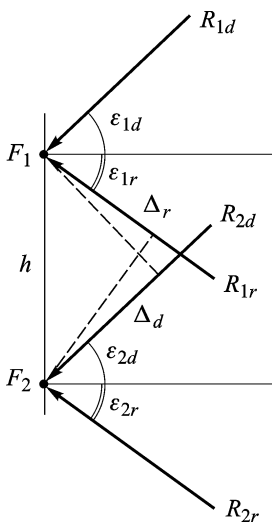
$$\dot{B}_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{U}_1 \cdot \bar{\dot{U}}_2}{|\dot{U}_2|^2} = \frac{\dot{A}_{12}}{P}, \quad (3)$$

(верхняя черта — знак комплексного сопряжения).

Поскольку знаменатель в (3) является действительной величиной, то

$$\Delta\varphi = \arg(\dot{A}_{12}) = \arg(\dot{U}_1 \cdot \bar{\dot{U}}_2). \quad (4)$$

Для последующего анализа выражаем числитель (3) через составляющие прямой и переотраженной волн:



$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = \dot{U}_1 \cdot \bar{\dot{U}}_2 = & |\dot{U}_d|^2 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{2d}-R_{1d})} + \\ & + |\dot{U}_r|^2 \cdot |\dot{\Gamma}|^2 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{2r}-R_{1r})} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \bar{\dot{U}}_r \cdot \bar{\dot{\Gamma}} \left(e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{2d}-R_{1r})} + e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{2r}-R_{1d})} \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Для измерения углов места традиционно используются вертикально расположенные приемники [3] (рис. 1).

В дальней зоне выполняется соотношение для базы $h \ll R$, т.е. волновые фронты можно считать плоскими. При этом углы прихода $\varepsilon_{1d} \approx \varepsilon_{2d}$ и $\varepsilon_{1r} \approx \varepsilon_{2r}$. Тогда разности хода прямых Δ_d и Δ_r переотраженных лучей, определяющие фазовые сдвиги принятых узкополосных колеба-

Рис. 1. Геометрия вертикальной приемной системы

ний, соответственно равны

$$R_{2d} - R_{1d} = \Delta_d = h \sin(\varepsilon_{1d}); \quad (6)$$

$$R_{1r} - R_{2r} = \Delta_r = h \sin(\varepsilon_{1r}). \quad (7)$$

Отметим также, что для малых углов места $\Delta_d \approx \Delta_r$.

Для вертикальной приемной системы выражение (5) для \dot{A}_{12} может быть приведено к виду

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & \left| \dot{U}_d \right|^2 e^{jk\Delta_d} + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 e^{-jk\Delta_r} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \overline{\dot{U}_r} \cdot \dot{\Gamma} \left(e^{jk(R_{1d}-R_{1r}+\Delta_d)} + e^{-jk(R_{1d}-R_{1r}+\Delta_r)} \right), \quad (8) \end{aligned}$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Выражение для \dot{A}_{12} содержит две пары слагаемых вида

$$a_1 e^{jx} + a_2 e^{-jx}. \quad (9)$$

При малых углах места имеет место зеркальное отражение от подстилающей поверхности [4], коэффициент отражения $\dot{\Gamma}$ становится действительным и равным $\dot{\Gamma} = -1$. В этом случае $a_1 = a_2$, выражение (9) действительно и, следовательно, аргумент \dot{A}_{12} равен нулю.

Таким образом, при вертикальном расположении приемников измерение угла места фазовым методом в условиях зеркального отражения невозможно. Этот вывод согласуется с литературными данными, например [5].

Проверка данного вывода в расширенных условиях (незеркальное отражение, большие углы места) проводилась численными расчетами зависимости измеряемого взаимного сдвига фаз $\Delta\varphi$ сигналов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 от угла места ε . Расчет протяженности прямых (R_{1d} , R_{2d}) и преотраженных (R_{1r} , R_{2r}) лучей проводился для сферической модели Земли. Высота фазового центра нижнего приемника (антенны) полагалась равной 4,5 м, длина волны $\lambda = 10$ см. Комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}$ рассчитывался для разных типов подстилающей поверхности по соотношениям, приведенным в работе [4]. На рис. 2 в качестве примера представлены графики зависимостей модуля $\left| \dot{A}_{12} \right|$ и фазового сдвига $\Delta\varphi$ от угла места для подстилающей поверхности типа “сухая почва” (сплошные линии). Для сравнения штриховыми линиями показаны соответствующие зависимости в случае отсутствия интерференции ($\dot{\Gamma} = 0$).

Как следует из рис. 2, б, в пределах первого интерференционного лепестка разность фаз $\Delta\varphi$ равна нулю. В последующих интерференционных лепестках значение фазы меняется в широких пределах, что маскирует угломестную зависимость фазы. Таким образом, и в этом

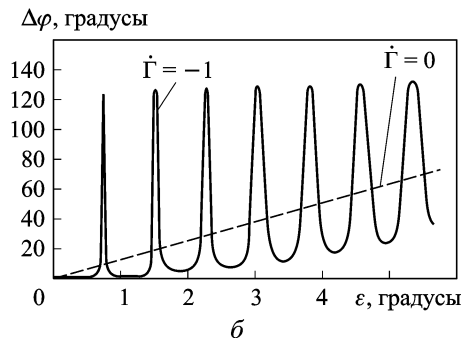
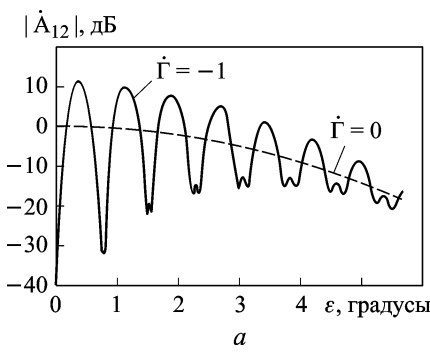


Рис. 2. Зависимости модуля и фазового сдвига сигналов от угла места для двух значений модуля коэффициента отражения

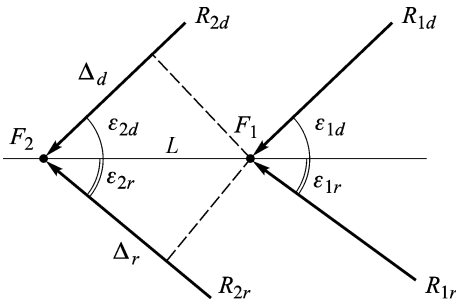


Рис. 3. Геометрия горизонтальной приемной системы

случае фазовые измерения угла места проблематичны. В настоящей работе предлагается конфигурация приемной системы, позволяющая решить эту проблему.

Рассмотрим измерительную систему с горизонтальным расположением приемников F_1 и F_2 с разномом на значение базы L (рис. 3).

Для этой системы разности ходов в случае плоских волновых фронтов вычисляются с помощью следующих выражений:

$$R_{2d} - R_{1d} = \Delta_d = L \cos(\varepsilon_{1d}); \quad (10)$$

$$R_{1r} - R_{2r} = \Delta_r = L \cos(\varepsilon_{1r}). \quad (11)$$

Выражение (5) в этом случае приводится к виду

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & \left| \dot{U}_d \right|^2 e^{jk\Delta_d} + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 e^{jk\Delta_r} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \bar{\dot{U}}_r \cdot \dot{\Gamma} \left(e^{jk(R_{2r} - R_{2d} + \Delta_d)} + e^{jk(R_{2d} - R_{2r} + \Delta_r)} \right). \quad (12) \end{aligned}$$

Для малых углов места имеем $\varepsilon_d \approx \varepsilon_r$ и $\Delta_d \approx \Delta_r$, тогда выражение (12) принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & e^{jk\Delta_d} \left(\left| \dot{U}_d \right|^2 + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 \right) + \\ & + e^{jk\Delta_d} \left(\dot{U}_d \cdot \bar{\dot{U}}_r \cdot \dot{\Gamma} e^{jk(R_{2r} - R_{2d})} + \dot{U}_d \cdot \bar{\dot{U}}_r e^{-jk(R_{2r} - R_{2d})} \right). \quad (13) \end{aligned}$$

Выражение в скобках первого слагаемого является действительным. Также в силу (9) действительно и выражение в скобках второго слагаемого. Поэтому (13) можно представить в виде

$$\dot{A}_{12} = A e^{jk\Delta_d}. \quad (14)$$

Используя (4), (10) и (11), получаем

$$\Delta\varphi = kL \cos(\varepsilon_{1d}). \quad (15)$$

Выражение (15) неудобно для практического использования, так как дает смещенную на

$$\varphi_0 = kL \quad (16)$$

шкалу отсчета оценок фазы. Используя (16), корректируем (15):

$$\varphi_0 - \Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda}(1 - \cos(\varepsilon_{1d})). \quad (17)$$

Тогда выражение для оценок угла места имеет вид

$$\hat{\varepsilon} = \arccos\left(1 - \frac{\varphi_0 - \Delta\varphi}{2\pi} \cdot \frac{\lambda}{L}\right). \quad (18)$$

Для подтверждения полученных соотношений проводились прямые численные расчеты фазовых сдвигов $\varphi_0 - \Delta\varphi$ для $\dot{\Gamma}$ разных типов подстилающей поверхности в широком диапазоне углов места ε . Пример рассчитанной зависимости $\varphi_0 - \Delta\varphi$ от угла места ε (фазовой характеристики) для $\lambda = 10$ см, высоты расположения антенн $h_A = 4,5$ м и $L = 50\lambda$ показан на рис. 4, б. Зависимость инвариантна к значениям $\dot{\Gamma}$ и очень точно аппроксимируется формулой (17) независимо от значения модуля $|\dot{A}_{12}|$. На рис. 4, а показана зависимость модуля $|\dot{A}_{12}|$ от угла места как при наличии интерференции (сплошная линия), так и при ее отсутствии (штриховая линия).

Полученные результаты можно объяснить, исходя из геометрии двух приемных систем (см. рис. 1 и 3). При горизонтальном расположении приемников и прямая и переотраженная волны запаздывают приблизительно одинаково для приемного центра F_2 относительно приемного центра F_1 . Поэтому и суммарный сигнал в F_2 запаздывает относительно суммарного сигнала в F_1 на то же значение, что и при отсутствии переотражений. Вследствие этого наличие переотражен-

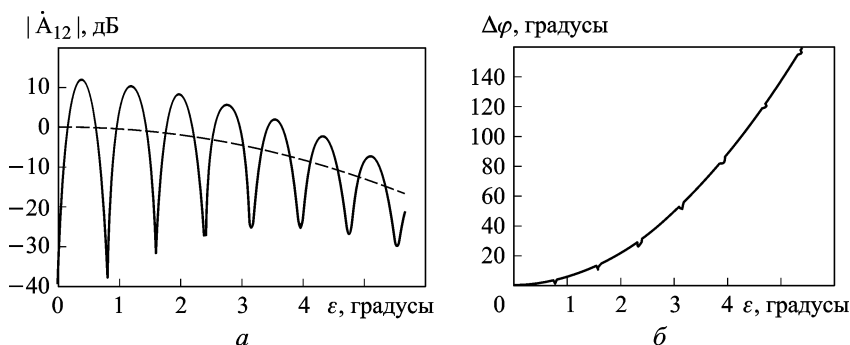


Рис. 4. Зависимость модуля и сдвига фазы сигналов для горизонтальной приемной системы

ной волны практически не влияет на зависимость измеряемого сдвига фаз от угла места.

При вертикальной базе время запаздывания прямой и переотраженной волн распределяется перекрестно: к F_1 запаздывает переотраженная волна, а к F_2 запаздывает прямая волна. Поэтому при любом угле места их фазовые сдвиги взаимно компенсируются.

В результате анализа выявили, что для получения достаточной крутизны пеленгационной характеристики размер горизонтальной базы должен составлять десятки длин волн; это соответствует разному приему центров на расстояние нескольких метров. Практическая реализация такой системы затруднительна при применении зеркальных или рупорных антенных систем из-за эффекта взаимного затенения и усложнения опорно-поворотного устройства [5]. Однако в случае использования антенных решеток с электронным диаграммообразованием появляется возможность синтезировать программным способом два приемных фазовых центра на линии визирования за счет коррекции фазового распределения по раскрытию антенны.

Рассмотрим решетку из N вертикально расположенных приемников с шагом $\lambda/2$ и вертикальным размером апертуры D_A . Диаграмму направленности (ДН) в горизонтальной плоскости не рассматриваем и полагаем достаточно узкой. Для обработки принятых приемниками сигналов \dot{V}_n введем комплексную весовую функцию:

$$\dot{W}(n) = A p(n) e^{\pm j \cdot \psi(n)}. \quad (19)$$

Для снижения уровня боковых лепестков синтезированной ДН задаем спадающее к краям раскрытия амплитудное распределение вида

$$A p(n) = 0,15 + 0,85 \cos \left(\pi \left(\frac{n}{N-1} - 0,5 \right) \right). \quad (20)$$

Для формирования фазовых центров используем квадратичное фазовое распределение

$$\psi(n) = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{D_A}{N-1} n - \frac{D_A}{2} \right)^2 + L_1^2}, \quad (21)$$

где L_1 — расстояние от центра раскрытия до синтезированного фазового центра или радиус кривизны формируемого сферического фронта.

При этом для формирования фазового центра F_1 фазовый множитель в (19) берется со знаком “-”, а для F_2 — со знаком “+”.

Геометрически синтезированные фазовые центры (фокусы) F_1 и F_2 расположены на линии нормали к плоскости раскрытия антенны перед и за ней соответственно. База такой приемной системы равна $L = 2 L_1$.

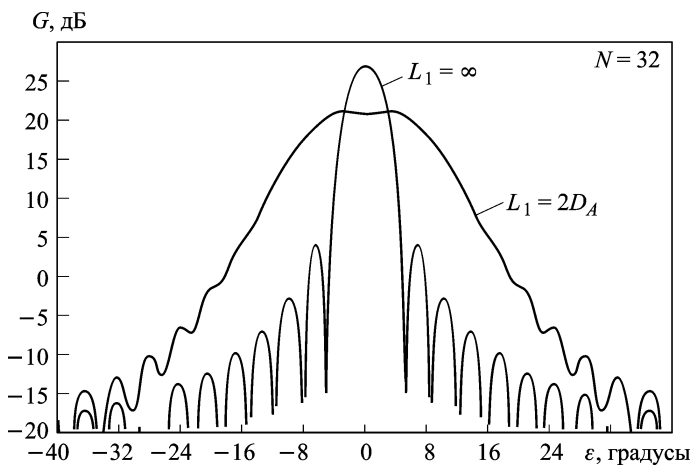


Рис. 5. Диаграммы направленности

Принятые в синтезированных фокусах сигналы соответственно равны

$$\dot{U}_1 = \sum_{n=0}^{N-1} Ap(n)e^{-j\cdot\psi(n)}\dot{V}_n; \quad (22)$$

$$\dot{U}_2 = \sum_{n=0}^{N-1} Ap(n)e^{j\cdot\psi(n)}\dot{V}_n. \quad (23)$$

Описанное амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве антенны формирует приемные ДН, ориентированные в направлении нормали раскрыва антенны. Пример такой ДН показан на рис. 5. Число элементов линейки фазированной антенной решетки (ФАР) $N = 32$, длина базы $L = 2L_1 = 4D_A = 64\lambda$. Длина волны $\lambda = 10$ см, высота расположения антенны $h_A = 4,5$ м.

Видно, что сформированная ДН имеют бóльшую ширину и меньший коэффициент направленного действия, чем ДН синфазно просуммированных элементов ФАР (при $L_1 = \infty$).

На рис. 6 представлена фазовая характеристика, рассчитанная для рассматриваемой системы при тех же исходных данных, что и для конфигурации (см. рис. 3). Число элементов линейки ФАР $N = 32$, длина базы $L = 2L_1 = 4D_A = 64\lambda$. На рис. 6 приведена и (штриховая) расчетная кривая (17), соответствующая идеализированной схеме, приведенной на рис. 3.

Как следует из рис. 6, введенная фазовая коррекция позволяет получить фа-

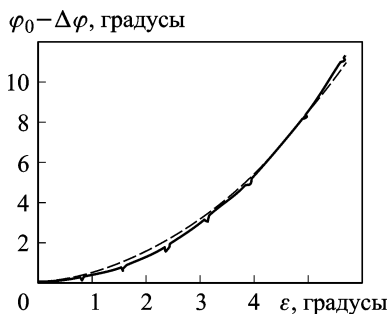


Рис. 6. Фазовая характеристика системы

зовую характеристику, с высокой точностью совпадающую с характеристикой системы, имеющей два физических фазовых центра. Зависимость модуля произведения принятых напряжений $|\dot{A}_{12}|$ от угла места представляет собой обычную интерференционную картину с шириной лепестков $\frac{2h_A}{\lambda}$, аналогичную представленной на рис. 4, а. Естественно, что глубокие минимумы в этой зависимости приводят к резкому ухудшению точности измерения угла места. Для борьбы с этим явлением обычно используется либо параллельная работа на двух (и более) частотах, либо система с двумя (и более) антеннами, разнесенными по высоте [1–4].

Две антенные системы, разнесенные по высоте, можно сформировать, группируя элементы ФАР в две вертикальные подрешетки. Обработка сигналов, принятых элементами каждой подрешетки, проводится по формулам (19)–(23) независимо. Фазовые сдвиги (17) и оценка угла места (18) рассчитываются по сигналам той подрешетки, у которой энергетический параметр $|\dot{A}_{12}|$ больше.

Точностные характеристики предлагаемого метода оценивались методом статистического моделирования для двухчастотной и двухантенной систем. Высота установки базовой 32-элементной вертикальной линейки ФАР $h_A = 4$ м. Разнос рабочих частот для двухчастотной системы варьировался от 10 до 30 %. Разбиение на две подрешетки для двухантенной системы проводилось по 16 элементов. Длина волны $\lambda = 10$ см. Коэффициент отражения рассчитывался для вертикально поляризованных волн и различных типов поверхности: от сухой почвы до морской воды [4]. Отношение сигнал/шум задавалось как $q \approx (35 \dots 40)$ дБ в максимуме ДН при отсутствии переотражения от подстилающей поверхности. Диапазон однозначно измеряемых углов места составлял $0^\circ < \varepsilon < 6^\circ$.

На рис. 7, а приведены графики зависимостей среднеквадратического отклонения (СКО) оценок σ_ε от значений угла места ε , получа-

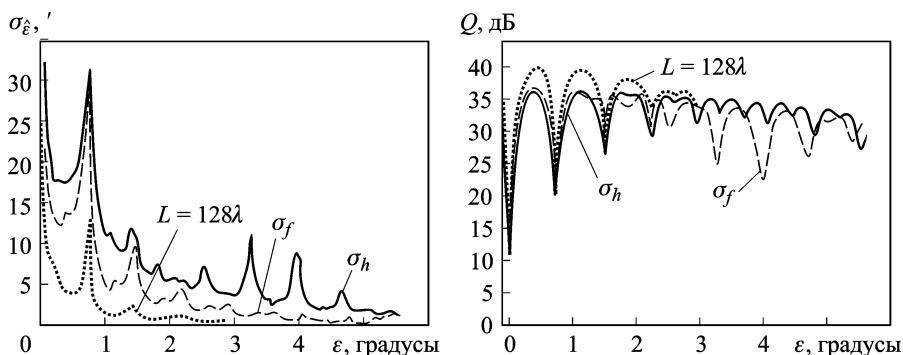


Рис. 7. Точностные характеристики для высоты установки антенны 4,5 м

емых для двухчастотной (σ_f) и двухантенной (σ_h) систем. На рис. 7, б приведены соответствующие графики зависимостей $Q = \frac{|\dot{A}_{12}|_{\max}}{\sigma_{\text{ш}}^2}$, где $|\dot{A}_{12}|_{\max}$ — максимальное значение модуля $|\dot{A}_{12}|$ из двух частотных каналов (σ_f) или двух подрешеток (σ_h); $\sigma_{\text{ш}}^2$ — мощность собственных шумов системы. В двухчастотной системе измерительная база $L_f = 64\lambda$, а в двухантенной системе $L_h = 32\lambda$, так как антенна разбита на две подрешетки. На этих же рисунках приведены результаты для двухчастотной системы с увеличенной в 2 раза измерительной базой $L_f = 128\lambda$ (штриховые линии).

Из приведенных графиков следует, что при том же суммарном размере апертуры точность измерения угла места в двухчастотной системе выше, чем в двухантенной, так как $L_f > L_h$. Точности измерения угла места достаточно высокие при отношениях сигнал/шум больше 30 дБ. На углах места, меньших $15'$, точность довольно быстро ухудшается. За счет увеличения измерительной базы L можно обеспечить приемлемую точность и на этих углах места (см. штриховую кривую на рис. 7, а).

Обычной практикой при измерении малых углов места является установка антенных систем на высоких мачтах порядка нескольких десятков метров. Поэтому было проведено статистическое моделирование предлагаемого метода для такого размещения антенных систем. На рис. 8 представлены результаты моделирования для случая установки антенны на высоту 40 м и использовании двухчастотного метода с 10 %-ным разносом частот.

Из рис. 8 следует, что с подъемом антенны глубина интерференционных “провалов” становится меньше и, соответственно, возрастает точность измерения углов. Изменением разноса рабочих частот можно менять положение интерференционных минимумов и обеспечить

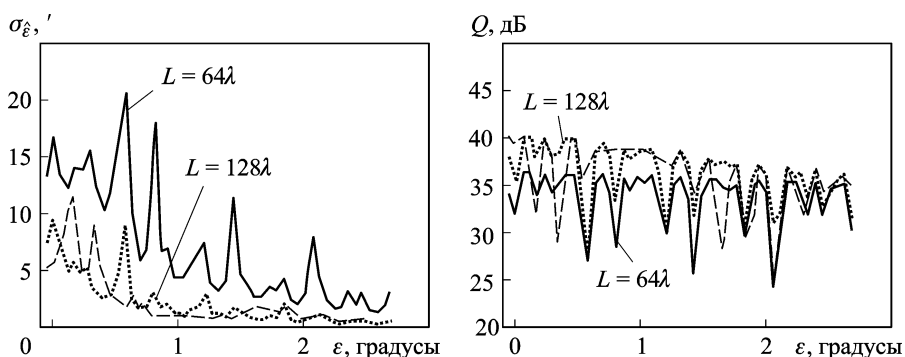


Рис. 8. Точностные характеристики для высоты установки антенны 40 м

более гладкую зависимость точности от угла места. На рис. 8 штриховой линией показаны результаты для 30 %-ного разноса частот.

Таким образом, предложенный метод с горизонтальным расположением фазовых центров приемной антенны позволяет использовать фазовый метод измерения углов места в условиях интерференции, что невозможно при традиционном вертикальном расположении фазовых центров. Предложенный метод легко реализуется в РЛС с ФАР и цифровой обработкой сигналов. Точность измерений лучше 5' на углах места 15' достигается при отношениях сигнал/шум более 30 дБ. Как показали исследования, предлагаемый метод измерения угла места с помощью вертикальной ФАР с синтезированными фазовыми центрами нечувствителен к вариациям азимутального угла прихода волны. Поэтому метод может найти применение как в следящих, так и в обзорных РЛС для оценки угла места “на проходе”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. П е с т р я к о в В. Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). – М.: Сов. радио, 1968. – 468 с.
2. К и н к у л ь к и н И. Е., Р у б ц о в В. Д., Ф а б р и к М. А. Фазовый метод определения координат / Под ред. И.Е. Кинкулькина. – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с.
3. Д е н и с о в В. П., Д у б и н и н Д. В. Фазовые радиопеленгаторы: Монография. – Томск: ТГУ систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.
4. Ч е р н ы й Ф. Б. Распространение радиоволн. – М.: Сов. радио, 1962. – 479 с.
5. З а я в к а 5003045/09 РФ, МПК G01 S13/44. Фазоразностная радиолокационная станция / Порошин С. М., Бахвалов В. Б.; заявители: Порошин С. М., Бахвалов В. Б.; опубл. 30.05.1994.

Статья поступила в редакцию 15.10.2012

Галина Анатольевна Профатилова — канд. техн. наук, старший научный сотрудник кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 62 научных работ в области обработки радиолокационной информации.

G.A. Profatilova — Ph. D. (Eng.), senior researcher of “Radio Electronic Systems and Devices” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 62 publications in the field of radar data processing.

Григорий Николаевич Соловьев — канд. техн. наук, старший научный сотрудник кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 77 научных работ в области обработки радиолокационной информации.

G.N. Soloviev — Ph. D. (Eng.), senior researcher of “Radio Electronic Systems and Devices” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 77 publications in the field of radar data processing.