

рах. Это позволяет почти на порядок увеличить избирательные свойства, которые характеризуют коэффициент прямоугольности, а также в несколько раз уменьшить потери в полосе пропускания. Линейные размеры волноводных фильтров примерно в ϵ раз больше по сравнению с микрополосковыми фильтрами (ϵ — диэлектрическая проницаемость подложки).

Среди различных конструкций волноводных ППФ на объемных резонаторах наиболее малогабаритной и технологичной является конструкция фильтра на индуктивных полосках в прямоугольном волноводе. Расположение индуктивных полосок посередине широкой стенки прямоугольного волновода обеспечивает минимальные потери в полосе пропускания и сдвигает в область более высоких частот паразитные полосы пропускания. Данный фильтр практически не отличается по своим электрическим параметрам от ППФ на основе высокодобротных цилиндрических резонаторов, но имеет меньшие габаритные размеры и значительно проще в изготовлении и настройке. По сравнению же с ППФ на основе индуктивных диафрагм в прямоугольном волноводе фильтр на основе индуктивных полосок имеет существенно меньшие потери.

ППФ на основе индуктивных полосок в прямоугольном волноводе стандартного сечения в 5 мм диапазоне позволяет получить следующие параметры. Так, для полосы пропускания 0,5 ГГц потери менее 0,7 дБ при коэффициенте прямоугольности 28 дБ/ГГц. Максимальная длина фильтра (в данном случае трехзвенного) будет порядка трех длин волн в свободном пространстве, т. е. примерно 15 мм. Для полосы 1,0 ГГц требуется пятизвенный фильтр. Он обеспечивает потери на уровне не более 0,6 дБ при коэффициенте прямоугольности 30 дБ/ГГц и потери менее 1 дБ при коэффициенте прямоугольности 40 дБ/ГГц. При этом максимальная длина фильтра не более 25 мм.

Для уменьшения габаритных размеров ППФ на индуктивных полосках можно использовать волноводы уменьшенного сечения. Это приведет к некоторому увеличению потерь в полосе пропускания и ухудшению коэффициента прямоугольности. Так, если трехзвенный фильтр на базе волновода стандартного сечения имеет потери в полосе пропускания не более 0,7 дБ при коэффициенте прямоугольности 28 дБ/ГГц, то такой же трехзвенный фильтр на базе волновода, имеющего вдвое меньшую высоту, имеет потери 1,0 дБ и коэффициент прямоугольности 25 дБ/ГГц.

Смеситель СВЧ. Применяемые волноводные смесители миллиметрового диапазона с использованием диодов Шоттки, выполненных в виде сотовых структур, реализуют наиболее высокие потенциальные характеристики. Однако в таких конструкциях труднее обеспечить согласование импеданса смесителя по входу и выходу и обеспечить высокую надежность при воздействии внешних факторов. В связи с этим целесообразно применять интегрированные схемы смесителей. Использование таких интегрированных смесителей в качестве входной ступени приемника требует непосредственного сопряжения их

входа с полым одномодовым волноводом, что определило применение гибридно-интегрированных смесителей на основе волноводно-щелевой линии (ВЩЛ), которая характеризуется широкополосностью, нечувствительностью к допускам, совместимостью с активными элементами, малыми потерями на излучение, обеспечивает режим распространения основных типов колебаний прямоугольного волновода.

Смеситель состоит из двух основных частей: металлического корпуса, несущего механическую нагрузку и интегрированной схемы. Габариты корпуса не превышают размеров стандартного фланца волновода и имеют вид кубического модуля. Конструктивно ГИС смесителя выполняется на кварцевой подложке либо на дюроеиде, расположенных в E -плоскости волновода, на которую нанесена односторонняя несимметричная ВЩЛ с приваренным точечной сваркой планарным диодом Шоттки с балочными выводами. Для согласования выходного импеданса со входным сопротивлением усилителя промежуточной частоты используется фильтр нижних частот.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Звериховский И. В., Карушкин Н. Ф., Пойгина М. И. Приборы и устройства миллиметрового диапазона на основе лавинно-пролетных и инжекционных явлений в кремнии // Радиоэлектроника. — 1998. — № 2. — С. 29—38. (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Горбачев А. В., Карушкин Н. Ф., Касаткин Л. В. Твердотельный приемопередатчик импульсного действия для РЛС миллиметрового диапазона длин волн // Радиоэлектроника. — 1998. — № 2. — С. 57—62. (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Выровой С. И., Гуменный С. Н., Кисляковский В. А., Цвирко Ю. А. Генератор на диоде Ганна с проходным стабилизирующим резонатором // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1979. — Вып. 10.

НИИ «Орион», г. Киев.

Поступила в редакцию 03.11.98.

УДК 621.396.677

СЛОСАР В. И.

ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ ПРИ НЕИДЕНТИЧНЫХ ПРИЕМНЫХ КАНАЛАХ

Определены нижние границы Крамера—Рао для дисперсий ошибок оценивания угловых координат точечных источников линейной цифровой антенной решеткой с известными характеристиками направленности приемных каналов. Рассмотрено влияние на точность измерений неидентичности характеристик направленности и их зависимости от пеленга источника.

Предложено большое количество методов измерения параметров источников излучения, в том числе их угловых координат. В этих условиях, как отмечено в [1], выражения для предельных дисперсий ошибок измерения приобрели большое значение, поскольку позволяют проранжировать достоинства большинства конкурирующих измерительных процедур.

Целью статьи является определение нижних границ Крамера—Рао, характеризующих угловую точность линейной цифровой антенной решетки (ЦАР) с неидентичными характеристиками направленности (ХН) приемных каналов. Рассмотрим линейную эквидистантную ЦАР из K элементов, один из которых выбран в качестве реперного. Полагая характеристики направленности всех приемных каналов комплексными, запишем отклик ЦАР на точечный источник плоской электромагнитной волны в виде набора из K напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_k &= U_k^c + j \cdot U_k^s = \dot{a} \cdot \dot{F}_k \cdot \exp(j \cdot x_k) + \dot{n}_k = \\ &= [a^c \cdot F_k^c - a^s \cdot F_k^s] \cos x_k - \sin x_k [a^s \cdot F_k^c + a^c \cdot F_k^s] + j \times \\ &\times \{ [a^c \cdot F_k^c - a^s \cdot F_k^s] \cdot \sin x_k + [a^s \cdot F_k^c + a^c \cdot F_k^s] \cos x_k \} + \dot{n}_k \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{F}_k = F_k^c + j \cdot F_k^s$ — комплексная ХН k -го приемного канала в направлении x , нормированная к модулю ХН реперного канала; $\dot{a} = a^c + j \cdot a^s$ — комплексная амплитуда сигнала в реперном канале; $x_k = x \cdot (k - z)$; z — координата точки на апертуре антенны, выбранной в качестве фазового центра решетки; $x = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \sin \theta$ — обобщенная угловая координата источника; λ — длина волны излучения; d — шаг решетки; θ — угол между направлением на источник и нормалью к решетке; \dot{n}_k — комплексное значение шума в k -м канале.

Задавшись гауссовской моделью шумов, будем полагать, что они некоррелированы, имеют нулевые средние и одинаковые дисперсии квадратурных составляющих в отдельно взятом канале.

Для оценки потенциальной точности измерения обобщенной координаты x воспользуемся логарифмическим эквивалентом функционала правдоподобия, который с точностью до постоянного множителя C можно записать в виде:

$$\begin{aligned} L &= \ln C - \frac{1}{2} \cdot \sigma_{\text{ш}}^{-2} \cdot \sum_{k=1}^K \frac{1}{P_k} \cdot [\{ U_k^c - [a^c \cdot F_k^c - a^s \cdot F_k^s] \cdot \cos x_k + \\ &+ [a^s \cdot F_k^c + a^c \cdot F_k^s] \cdot \sin x_k \}^2 + \{ U_k^s - [a^c \cdot F_k^c - a^s \cdot F_k^s] \cdot \sin x_k - \\ &- [a^s \cdot F_k^c + a^c \cdot F_k^s] \cdot \cos x_k \}^2], \end{aligned}$$

где p_k^2 — коэффициенты, учитывающие разброс дисперсий шумов в приемных каналах ЦАР относительно дисперсии шума $\sigma_{\text{ш}}^2$ в реперном канале.

В случае зависимости характеристик \dot{F}_k от направления на источник излучения формирование информационной матрицы Фишера предполагает дифференцирование \dot{F}_k по координате x , естественно при условии, что таковое возможно. Выкладки приводят к следующему выражению для дисперсии:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^K \frac{(F_k^{c'} - (k-z) \cdot F_k^s)^2 + (F_k^{s'} + (k-z) \cdot F_k^c)^2}{p_k^2} - \right. \\ \left. - Q \cdot \left[\sum_{k=1}^K \frac{F_k^{c^2} + F_k^{s^2}}{p_k^2} \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} Q &= \left(\sum_{k=1}^K \frac{F_k^c \cdot F_k^{c'} + F_k^s \cdot F_k^{s'}}{p_k^2} \right)^2 + \\ &+ \left(\sum_{k=1}^K \frac{F_k^c \cdot F_k^{s'} - F_k^s \cdot F_k^{c'} + (k-z)(F_k^{c^2} + F_k^{s^2})}{p_k^2} \right)^2. \end{aligned}$$

Соотношение (2) с наиболее общих позиций характеризует точность одноцелевой пеленгационной процедуры, сводящейся к поиску максимума функции:

$$L_M = [\tilde{U}^c + \tilde{U}^s] \cdot \left(\sum_{k=1}^K [F_k^{c^2} + F_k^{s^2}] \cdot p_k^{-2} \right)^{-1} = \max, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{U}^c &= \sum_{k=1}^K p_k^{-2} \times \\ &\times \left\{ U_k^c \cdot [F_k^c \cdot \cos x_k - F_k^s \cdot \sin x_k] + U_k^s \cdot [F_k^s \cdot \cos x_k + F_k^c \cdot \sin x_k] \right\}; \end{aligned}$$

$$\tilde{U}^s = \sum_{k=1}^K p_k^{-2} \times \left\{ U_k^s \cdot \left[F_k^c \cdot \cos x_k - F_k^s \cdot \sin x_k \right] - U_k^c \cdot \left[F_k^s \cdot \cos x_k + F_k^c \cdot \sin x_k \right] \right\}.$$

Что касается алгоритма, ориентированного на вещественные ХН, то для него справедливо:

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{d^2} \cdot \{D + B\}^{-1}, \quad (4)$$

где

$$D = \sum_{k=1}^K \frac{(k-z)^2 F_k^2}{P_k^2} - \frac{\left(\sum_{k=1}^K \frac{(k-z) F_k^2}{P_k^2} \right)^2}{\sum_{k=1}^K F_k^2 \cdot P_k^{-2}},$$

$$B = \sum_{k=1}^K \frac{(F_k')^2}{P_k^2} - \frac{\left(\sum_{k=1}^K \frac{F_k \cdot F_k'}{P_k^2} \right)^2}{\sum_{k=1}^K F_k^2 \cdot P_k^{-2}}.$$

Естественно, выражение (4) можно получить из (2), оно удобно для анализа. В частности, согласно неравенству Буняковского—Коши, можно утверждать, что для любых дифференцируемых характеристик направленности F_k

величина $B \geq 0$. Поэтому в случае $\frac{F_k}{F_k'} \neq \frac{F_m}{F_m'}$ при прочих равных условиях пелен-

гационные процедуры типа (3), ориентированные на произвольные парциальные характеристики приемных каналов ЦАР, могут дать выигрыш в точности по сравнению с алгоритмами, оперирующими инвариантными к направлению на источник ХН.

Из анализа величины B следует, что указанный выигрыш в точности будет тем больше, чем меньше значение суммы $\sum_{k=1}^K F_k' F_k$ при фиксированной величине остальной части знаменателя (4). Это достигается повышением неидентичности парциальных ХН в интересующем секторе таким образом, чтобы $\sum_{k=1}^K F_k' F_k \rightarrow 0$. Естественно, при этом F_k полагаются точно известными.

Полученный результат может быть подвержен и другой трактовке. В соответствии с выражением (4), процедура (3) позволяет пеленговать подшумовые сигналы тем меньшей интенсивности, чем больше неидентичность характеристик в заданном направлении и их изрезанность, определяемая производными F_k' . Здесь этому дано строгое теоретическое обоснование.

Таким образом, для увеличения дальности действия РЛС на базе ЦАР существует альтернатива повышению мощности передатчика, заключающаяся в пеленгации источников излучения алгоритмами, учитывающими изрезанность и неидентичность парциальных характеристик приемных каналов ЦАР. Сделанные в отношении (4) выводы, конечно же справедливы и для оценки (2). Применительно к ней указанные эффекты могут быть заметнее вследствие возможности манипулирования неидентичностью не только амплитудных, но и фазовых характеристик направленности.

Конкретная величина выигрыша зависит от реализованного закона изменения ХН по угловой координате. С известной степенью приближения судить об этом позволяют результаты математического моделирования, представленные на рис. 1. Он иллюстрирует зависимость (4) при условии, что $K = 3$, $p_k = 1$ и закон изменения ХН описывается функцией $F_k = 100 - M +$

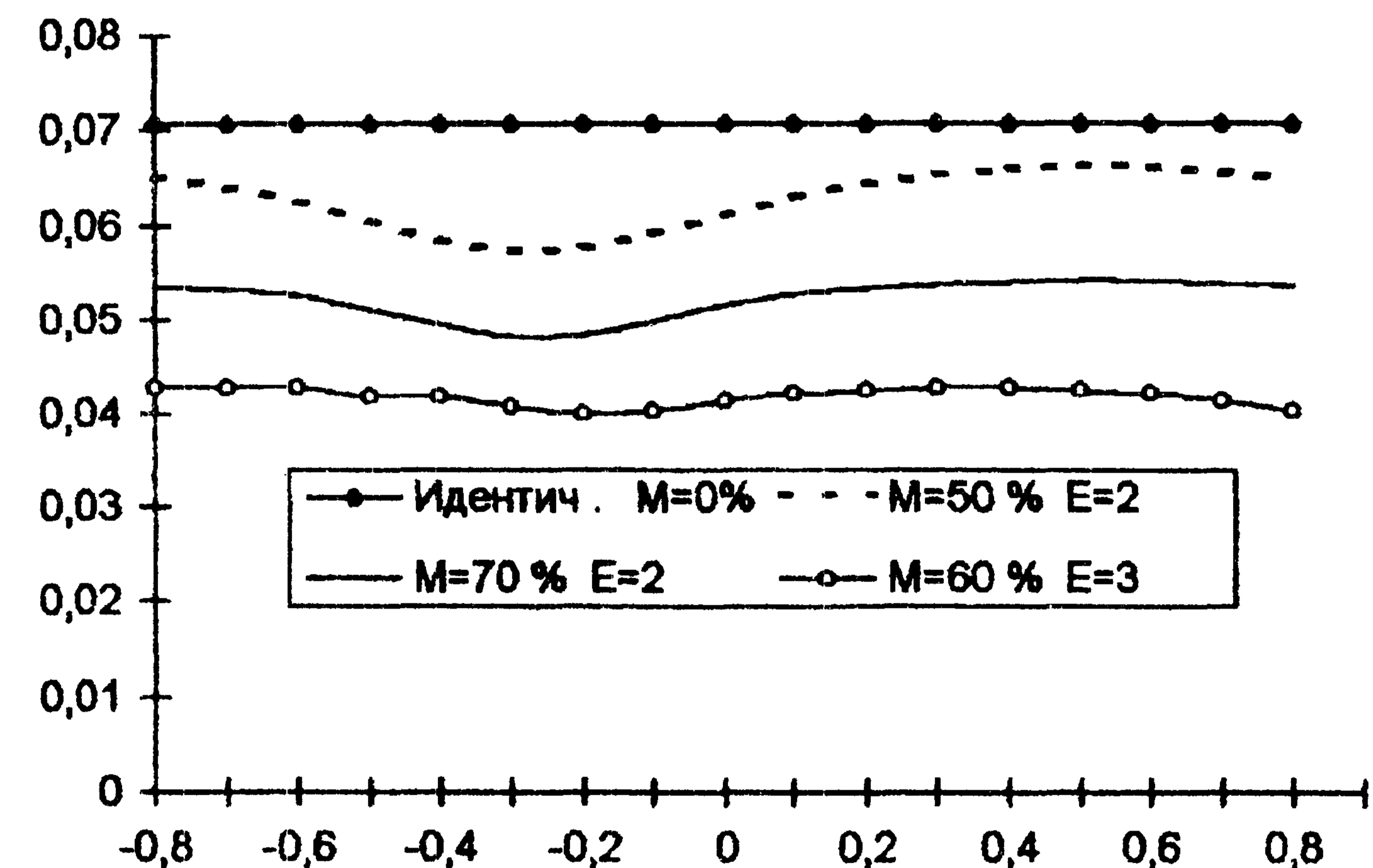


Рис. 1

ISSN 0021—3470. Радиоэлектроника. 1999. № 1.

$+M \cdot \cos^2 \left(E \cdot x + \pi \cdot \frac{k-z}{K} \right)$, где M — глубина изрезанности ХН в процентах. По горизонтальной оси отложены значения обобщенной координаты x , по вертикальной — СКО ошибки ее измерения. Выигрыш в точности возрастает по мере усиления изрезанности ХН, составляя по сравнению со случаем идентичных характеристик ($F_k = 100$) несколько раз. Наличие отклонений реальных значений F_k от используемых в соотношении (3) может внести существенные коррективы. Например, как показали результаты моделирования процедуры (3) применительно к рассмотренному здесь варианту F_k для трехканальной ЦАР и $E = 2$, критические значения СКО неучтенных флюктуаций величины M , при которых еще сохраняется отмеченный выигрыш в точности, не превышают 3—5% (в зависимости от координаты x). С увеличением числа каналов и значений E требования к достоверности информации относительно глубины модуляции M ужесточаются.

С точки зрения общности изложения, заслуживают внимания пеленгационные процедуры, базирующиеся на формировании путем фазированного суммирования вторичных каналов. Поскольку при неидентичных ХН приемных элементов ЦАР конкретный вид вторичных каналов зависит от этих неидентичностей и является функцией направления прихода сигнала, выходное напряжение r -го синтезированного канала может быть записано в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_r &= U_r^c + j \cdot U_r^s = \dot{a} \cdot \dot{F}_r(x) + \dot{n}_r = \\ &= a^c \cdot F_r^c(x) - a^s \cdot F_r^s(x) + j \cdot (a^c \cdot F_r^s(x) + a^s \cdot F_r^c(x)) + \dot{n}_r, \end{aligned}$$

где $\dot{F}_r(x) = F_r^c(x) + j \cdot F_r^s(x)$ — комплексная ХН вторичного канала.

Пренебрегая корреляцией \dot{U}_r по шумам \dot{n}_r , логарифмический эквивалент функции правдоподобия запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} L_B &= \ln C - \frac{1}{2} \cdot \sigma_{\text{ш}}^{-2} \cdot \sum_{r=1}^R \left[\{ U_r^c - a^c \cdot F_r^c(x) + a^s \cdot F_r^s(x) \}^2 + \right. \\ &\quad \left. + \{ U_r^s - a^s \cdot F_r^s(x) - a^c \cdot F_r^c(x) \}^2 \right]. \end{aligned}$$

Отсюда, нижняя граница Крамера—Рао в долях обобщенной угловой координаты x примет вид

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} \cdot \left\{ \sum_{r=1}^R [(F_r^{c'}(x))^2 + (F_r^{s'}(x))^2] - \right.$$

$$\left. - W \cdot \left[\sum_{r=1}^R [F_r^{c^2}(x) + F_r^{s^2}(x)] \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} W &= \left\{ \sum_{r=1}^R [F_r^c(x) \cdot F_r^{c'}(x) + F_r^s(x) \cdot F_r^{s'}(x)] \right\}^2 + \\ &+ \left\{ \sum_{r=1}^R [F_r^{s'}(x) \cdot F_r^c(x) - F_r^{c'}(x) \cdot F_r^s(x)] \right\}^2; \end{aligned}$$

$\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия шумов в квадратурной составляющей отклика вторичного канала.

Полученная оценка точности соответствует измерительной процедуре, сводящейся к максимизации функции:

$$\begin{aligned} L_{\text{MB}} &= \left\{ \left[\sum_{r=1}^R [U_r^c \cdot F_r^c(x) + U_r^s \cdot F_r^s(x)] \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[\sum_{r=1}^R [U_r^s \cdot F_r^c(x) - U_r^c \cdot F_r^s(x)] \right]^2 \right\} \times \\ &\quad \times \left\{ \sum_{r=1}^R (F_r^{c^2}(x) + F_r^{s^2}(x)) \right\}^{-1}, \quad (6) \end{aligned}$$

которая отличается от известной по [2] наличием нормирующего множителя, зависящего от координаты x .

Выражение (5) не учитывает аномальных ошибок измерения, вызванных влиянием дифракционных максимумов функции (6). При исключении из рассмотрения $\text{Im}(\dot{F}_r(x))$ оно легко трансформируется в оценку точности одноцелевой пеленгации, ориентированной на вещественные характеристики вторичных каналов:

ЧИСЛЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ОДНОЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ПО АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ

В приближении метода физической оптики рассматриваются две задачи синтеза однозеркальной антенны с цилиндрическим зеркалом по заданной амплитудной диаграмме направленности: оптимизация поверхности зеркала и одновременная оптимизация формы поверхности зеркала и диаграммы направленности облучателя. Искомые функции находятся путем численного решения уравнений Эйлера исследуемых функционалов.

В данной работе на основании однозеркальной антенны исследуется возможность синтеза заданной амплитудной диаграммы направленности (ДН) при оптимизации только поверхности зеркала при заданной ДН облучателя или одновременной оптимизации поверхности зеркала и ДН облучателя. Эти задачи принадлежат к классу нелинейных существенно некорректных задач и в настоящее время являются недостаточно изученными. Ниже предлагается подход к решению двумерных задач этого класса, основанный на вариационных постановках задач и методах численного анализа. В постановки задач включаются не только требования близости амплитуд заданной и синтезированной диаграмм, но и дополнительные требования к искомым решениям.

Рассмотрим двумерную задачу синтеза формы идеально проводящей цилиндрической зеркальной поверхности при заданных требованиях к амплитудной ДН антенны и известной ДН облучателя. При этом полагается, что зеркало находится в дальней зоне относительно облучателя. Рассмотрим случай *E*-поляризованного поля. Введем декартовые и полярные системы координат (рис. 1), связанные с зеркальной поверхностью, XYZ (R, ϑ) и облучателем $X'Y'Z'$ (R', ϑ'), таким образом, чтобы ось OY была параллельна образующей цилиндрической поверхности, а плоскость $y = 0$ совпала с плоскостью сечения. Направляющая поверхности представляет собой простой гладкий контур $z(x)$, $z \in [-a, a]$. При *E*-поляризованном поле на поверхности *S* наводятся только продольные токи

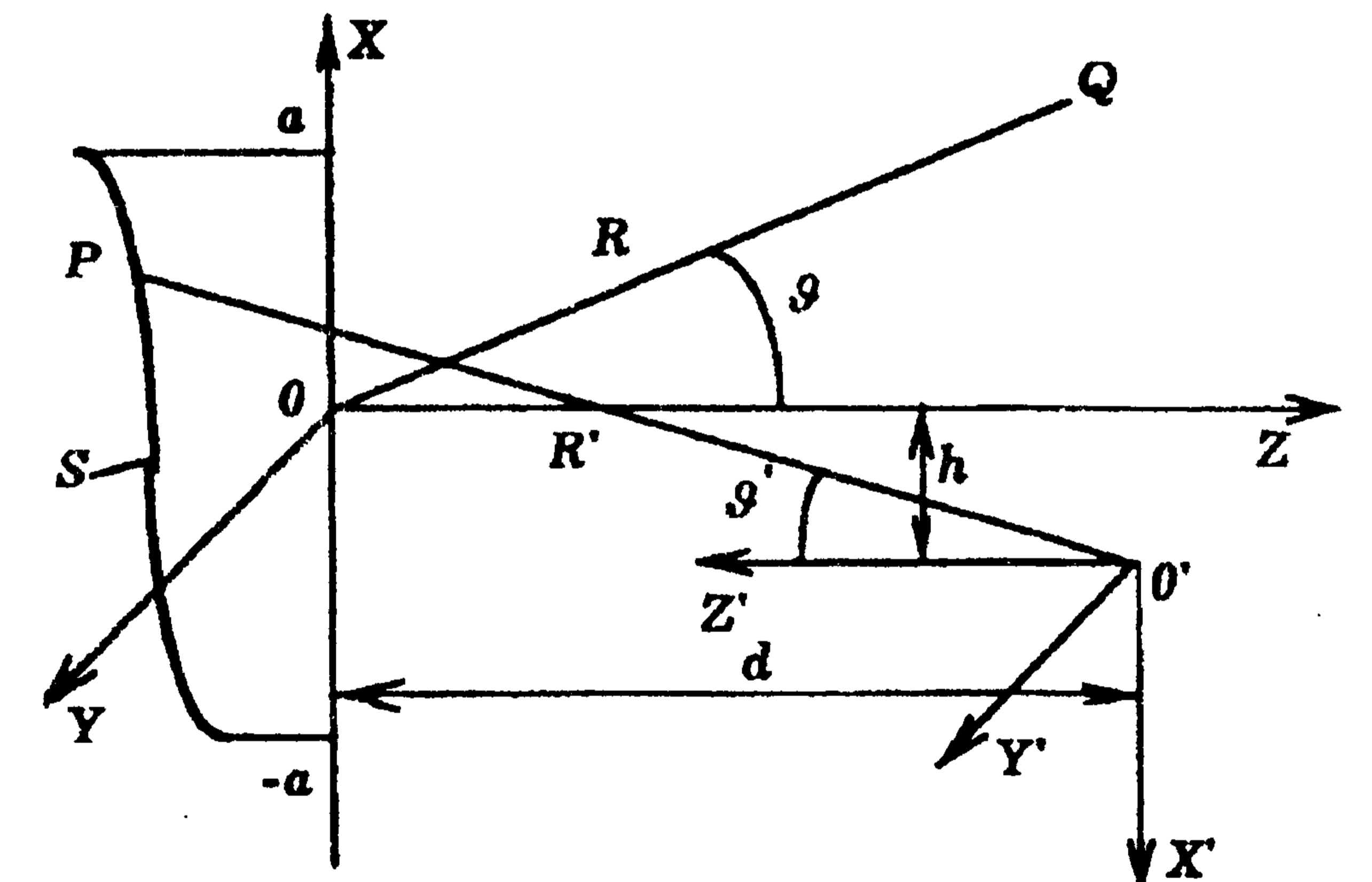


Рис. 1

$$\sigma_x^2 \geq \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{a^2} \cdot \left\{ \sum_{r=1}^R (F_r'(x))^2 - \left\{ \sum_{r=1}^R F_r(x) \cdot F_r'(x) \right\}^2 \cdot \left[\sum_{r=1}^R F_r^2(x) \right]^{-1} \right\}^{-1}. \quad (7)$$

Отсюда несложно сделать практически важный вывод, что наибольшую точность дают характеристики, обладающие свойством:

$$\sum_{r=1}^R F_r(x) \cdot F_r'(x) = 0.$$

Как известно, к разряду таковых относятся функции вида $\frac{\sin R \cdot (x - x_r)}{\sin (x - x_r)}$, получившие в ЦАР широкое распространение [2, 3].

Таким образом, рассмотренные оценки нижних границ Крамера—Рао позволяют судить о точности односигнальных пеленгационных процедур в случае неидентичных приемных каналов ЦАР. При этом актуальным становится синтез набора неидентичных ХН приемных каналов, минимизирующего СКО ошибки пеленгации.

Аналогичные оценки точности получены автором также для случая многоотсчетных измерений, в том числе применительно к многосигнальным пеленгационным процедурам сверхразрешения. Существенно, что для когерентной локации выигрыш в точности за счет неидентичных ХН может быть получен по выходу вторичных каналов путем изменения во времени весовых коэффициентов фазированного суммирования. При этом в оценках (5), (7) накопление ХН и их производных по индексу *r* следует дополнить суммированием по *S* временным отсчетам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона.— М.: Сов. радио, 1971.— 127 с.
2. Варюхин В. А., Покровский В. И., Сахно В. Ф. О точности измерения угловых координат антенными решетками // Радиотехника и электроника.— 1982.— Т. 27.— № 11.— С. 2258—2260.
3. Варюхин В. А., Покровский В. И., Сахно В. Ф. О точности измерений угловых координат нескольких источников с помощью антенной решетки // Радиотехника и электроника.— 1984.— Т. 29.— № 4.— С. 660—665.

г. Киев.

Поступила в редакцию 16.05.97.