

УДК 621.396.69

СИНТЕЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-КОЛЬЦЕВОГО ПЕЛЕНГАТОРА ИСТОЧНИКА ПОЛЯРИЗОВАННОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

В. С. Павлов^а, доктор техн. наук, профессор

Е. Л. Турнецкая^а, старший преподаватель

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: наряду с наличием известных обобщенных подходов к синтезу радиолокационных пеленгационных устройств относительно приемных раскрытов, представляемых различными геометрическими моделями, многие практически важные частные случаи приложения данных подходов требуют дополнительной научной проработки, особенно когда необходим учет пространственно-поляризационных условий радиолокационного взаимодействия. Одним из таких частных случаев является задача двухплоскостной пассивной пеленгации источника радиоизлучения с априорно неизвестными поляризационными параметрами, которая реализуется на основе узкого кольцевого приемного раскрытия, состоящего из поляризованных антенных элементов. Решение данной задачи актуально для бортовых комбинированных активно-пассивных радиолокационных систем, когда указанный конформный приемный раскрыт пассивного звена охватывает по внешнему контуру круглую антенну активного звена. Целью работы является разработка процедуры двухплоскостной пеленгации источника поляризованного радиоизлучения, выполняемой пассивным звеном комбинированной радиолокационной системы на основе кольцевой антенной решетки из поляризованных элементов, в условиях неопределенности относительно поляризации сигнала данного источника. **Методы:** используется модифицированный оптимальный метод синтеза пространственно-многоканальных радиолокационных устройств первичного выделения координатной информации на основе функции правдоподобия. При этом обосновано сужение данного метода до частного случая пространственной трехканальности. Решение задачи синтеза проведено совместно по двум угловым координатам источника поляризованного радиоизлучения ввиду наличия взаимной зависимости между их оценками, которая проявляется тем сильнее, чем уже эллипс поляризации полезного сигнала. **Результаты:** установлены и аналитически описаны зависимости для кольцевой антенной решетки, которые связывают параметры поляризации сигнала источника радиоизлучения с вектором амплитуд отклика трехканального приемного тракта, а также координатами трех фазовых центров приема. Исходя из этих зависимостей получены соотношения, необходимые для синтеза процедуры пеленгации источника поляризованного радиоизлучения в условиях поляризационной неопределенности. Результатом синтеза является пространственно-трехканальная процедура двухплоскостной пеленгации, в которой осуществляется настройка на параметры поляризации источника радиоизлучения в целях обеспечения независимости и оптимальности двух формируемых оценок его угловых координат. **Практическая значимость:** на уровне нового технического решения предложена и обоснована процедура пассивной двухплоскостной пеленгации источника поляризованного радиоизлучения, осуществляемая на основе кольцевой решетки из линейно поляризованных антенных элементов и обеспечивающая близкие к потенциальным показатели точности пеленгации пассивного звена комбинированной активно-пассивной радиолокационной системы.

Ключевые слова — источник радиоизлучения, кольцевая антенная решетка, пеленгатор, поляризация, синтез, функция правдоподобия.

Введение

Устройства пассивной пеленгации источника радиоизлучения (ИРИ), основанные на кольцевых антенных решетках, очень часто рассматриваются в контексте комбинированных активно-пассивных радиолокационных систем (РЛС) различного назначения [1]. Исходной позицией при этом является простота конструктивного совмещения двух антенн, например в случае, когда кольцевая антенная решетка пассивного звена охватывает по внешнему контуру круглую антенну активного звена комбинированной РЛС.

Обеспечение небольшой толщины такого охвата возможно при использовании, например, Н-секториальных рупорных антенных элементов [2, 3], которые также обладают и хорошими свойствами широкополосности [3]. Однако антенные элементы, на основе которых может быть реализовано конструктивное исполнение узкого кольца антенной решетки, как правило, наделены

спецификой, состоящей в их поляризованности. В частности, упомянутые антенные элементы [3] работают в режиме линейной поляризации.

Интерес для исследования представляют пеленгаторные свойства кольцевых антенных решеток, состоящих из поляризованных элементов, а также вопросы использования данных свойств в устройствах пассивной пеленгации ИРИ при неопределенности относительно поляризации его сигнала.

Специфика пеленгации ИРИ на основе кольцевой антенной решетки, состоящей из поляризованных элементов

В общем случае для осуществления пеленгации ИРИ рассматриваемые кольцевые антенные решетки должны разделяться по секторам (дуговым подрешеткам) в целях организации нескольких пространственно разнесенных фазовых центров приема — эквивалентных точек приема,

каждой из которых соответствует свой канал пространственно-временного приема.

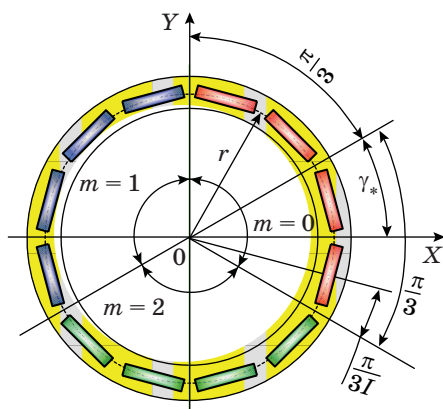
Обозначив через M число таких выделяемых секторов, введем их нумерацию по $m = 0, \dots, M - 1$ (здесь и далее нумерация производится против часовой стрелки) и будем считать, что раствор каждого сектора равен $2\pi/M$, число входящих в него антенных элементов равно I , а общее число элементов в кольцевой антенной решетке равно MI . Также будем полагать, что сигналы всех антенных элементов, принадлежащих отдельному сектору, суммируются на частоте сигнала ИРИ с помощью антенно-фидерной схемы, что наиболее просто реализуемо на практике.

В настоящем исследовании ограничимся случаем пространственной трехканальности [4, 5] ($M = 3$) по следующим двум обстоятельствам.

1. В работах [6, 7] на уровне обобщенной пространственно-кольцевой модели показано, что в условиях, аналогичных рассматриваемым (разделение фиксированной мощности полезного сигнала на M частей), потенциальные точностные показатели пеленгации в первом приближении не зависят от числа каналов пространственно-временного приема, которое может быть выбрано минимальным (равным трем) при одинаковом общем числе антенных элементов MI .

2. Случай $M=3$ предпочтителен для практической реализации, поскольку при проектировании пассивных звеньев комбинированных активно-пассивных РЛС наиболее часто выдвигаются требования минимизации числа элементов приемного тракта (числа каналов приема).

В качестве примера на рис. 1 в координатной плоскости пеленгаторного раскрыва XOY показана 12-элементная кольцевая антенная решетка радиуса r . Все элементы решетки (прямоугольники, иллюстрирующие приемные раскрывы антенных элементов) объединены в три группы по четыре элемента ($I = 4$), каждой из которых соответствует свой канал приема с номером m .



■ Рис. 1. Пример 12-элементной кольцевой антенной решетки

Каждому из антенных элементов, входящих в отдельный сектор, присвоим номер $i = 0, \dots, I - 1$. Тогда в плоскости XOY полярный угол фазового центра приема mi -го антенного элемента (i -го антенного элемента, принадлежащего m -му сектору) равен

$$\gamma_{mi} = 2\pi i/I - \pi(1-1/I)/3 + \Gamma_m, \quad (1)$$

где $\Gamma_m = 2\pi m/3 + \gamma_*$ — угол биссектрисы m -го сектора или опорный полярный угол m -го канала пространственно-временного приема; γ_* — начальное угловое смещение, равное углу между осью OX и биссектрисой сектора с номером $m = 0$ относительно оси OX ; $-\pi(1-1/I)/3$ — угловое смещение фазового центра приема первого антенного элемента ($i = 0$) внутри отдельного сектора относительно биссектрисы данного сектора.

При описании поляризационного коэффициента приема k_{mi} для mi -го антенного элемента будем считать, что плоскость его поляризации [8] ориентирована радиально к окружности кольцевой антенной решетки, а поляризация имеет близкий к нулю коэффициент эллиптичности [3]. Исходя из этого воспользуемся известным выражением [8]

$$k_{mi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{1-\rho^2}{1+\rho^2} \cos 2(\eta - \gamma_{mi})}, \quad (2)$$

где ρ — коэффициент эллиптичности поляризации сигнала ИРИ; η — угол между главной осью эллипса поляризации сигнала ИРИ и осью OX пеленгаторного раскрыва.

Для угловых координат ИРИ будем использовать общепринятые [9] обозначения — направляющие косинусы u_X и u_Y , отсчитываемые по осям OX и OY . При этом в рабочем диапазоне угловых координат ИРИ величины u_X и u_Y соответствуют углам между осью OZ и проекциями направления на ИРИ на плоскости XOZ и YOZ (ось OZ) перпендикулярна плоскости пеленгаторного раскрыва XOY [4–7, 9].

Отклик отдельного канала приема на сигнал ИРИ опишем двояко: а) в исходном виде, учитывая поляризационные коэффициенты приема всех антенных элементов, входящих в данный канал приема; б) на основе приведенных (эквивалентных) величин, характеризующих совокупный пространственно-временной сигнал m -го канала приема. В качестве эквивалентных величин будем использовать: a_m — m -й амплитудный коэффициент; r_m^X и r_m^Y — координаты m -й эквивалентной точки приема по осям OX и OY соответственно. Введенные амплитудные коэффициенты и координаты эквивалентных точек приема отражают влияние поляризации сигнала ИРИ на энергетические и метрические показатели, характеризующие условия пеленгации ИРИ.

С учетом принятых обозначений запишем информационную составляющую отклика m -го канала приема на пространственно-временной сигнал ИРИ в m -й эквивалентной точке приема для фиксированного момента времени:

$$\begin{aligned} Z_m(u_X, u_Y) &= \\ &= E \Sigma \{ k_{mi} \exp(j\mu[u_X \cos \gamma_{mi} + u_Y \sin \gamma_{mi}]) \} = \\ &= E a_m \exp(j(\mu/r)[u_X r_m^X + u_Y r_m^Y]), \end{aligned} \quad (3)$$

где E — комплексная амплитуда временной компоненты сигнала ИРИ в отдельном канале приема; $\Sigma\{\dots\} = \sum_{i=0}^{I-1}(\dots)/I$ — оператор усреднения по i , вводимый в целях сокращения аналитических записей; $\mu = 2\pi r/\lambda$ — коэффициент пеленгационной чувствительности, λ — длина волны сигнала ИРИ.

В важном частном случае, когда $u_X, u_Y = 0$, равенство (3) преобразуется в выражение для вычисления коэффициента a_m . Кроме того, из равенства производных двух частей (3) (вычисляемых отдельно по каждому из аргументов u_X и u_Y при $u_X, u_Y = 0$) следуют два выражения для координат r_m^X и r_m^Y , которые более удобно записать для нормированных величин $p_m^X = a_m r_m^X/r$ и $p_m^Y = a_m r_m^Y/r$ — скорректированных относительно коэффициента a_m координат r_m^X и r_m^Y . Таким образом:

$$\begin{aligned} a_m &= \Sigma \{ k_{mi} \}; \quad p_m^X = \Sigma \{ k_{mi} \cos \gamma_{mi} \}; \\ p_m^Y &= \Sigma \{ k_{mi} \sin \gamma_{mi} \}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для случая линейной поляризации сигнала ИРИ ($\rho = 0$) и общего числа антенных элементов $3I = 18$ на рис. 2 показан рассчитанный по (2) и (4) пример влияния угла η (при его изменении от нуля до π) на положения трех эквивалентных точек приема в плоскости XOY , задаваемых совокупностями координат $\{r_m^X\}$ и $\{r_m^Y\}$, а на рис. 3 — зависимости амплитуд трех откликов приемного тракта от данного угла в виде коэффициентов a_0, a_1 и a_2 , для иллюстрации которых используются соответственно красный, синий и зеленый цвета.

Видно, что при различных значениях угла η различаются треугольники эквивалентных баз пеленгации, вершинами которых являются эквивалентные точки приема. Причем эти треугольники заметно отличаются от равностороннего треугольника, соответствующего круговой поляризации сигнала ИРИ ($\rho = 1$). Отмеченное обстоятельство может повлечь за собой дополнительные погрешности пеленгации ИРИ ввиду взаимной зависимости результатов измерения координат u_X и u_Y [7].

Анализируя рис. 3, нетрудно предположить, что соотношения амплитуд трех откликов приемного тракта могут быть использованы для оценки поляризации сигнала ИРИ, а следовательно, и для вычисления зависимых от этой поляризации координат трех эквивалентных точек приема.

Дальнейшие действия, направленные на выявление аналитической связи между совокупностью $\{a_m\}$ и двумя совокупностями $\{p_m^X\}$ и $\{p_m^Y\}$, требуют применения аппроксимации для каждого коэффициента k_{mi} . С этой целью воспользуемся представлением m -го коэффициента (2) в виде суммы двух первых членов его разложения в ряд Фурье относительно разности углов $\eta - \gamma_{mi}$:

$$\begin{aligned} k_{mi} &\cong \bar{k} + \tilde{k} \cos 2(\eta - \gamma_{mi}) = \\ &= \bar{k} + \tilde{k}_C \cos 2\gamma_{mi} + \tilde{k}_S \sin 2\gamma_{mi}, \end{aligned} \quad (5)$$

где \bar{k} и \tilde{k} — коэффициенты ряда Фурье для постоянной составляющей и второй гармоники разложения; $\tilde{k}_C = \tilde{k} \cos 2\eta$ и $\tilde{k}_S = \tilde{k} \sin 2\eta$ — косинусная и синусная квадратурные составляющие второй гармоники разложения.

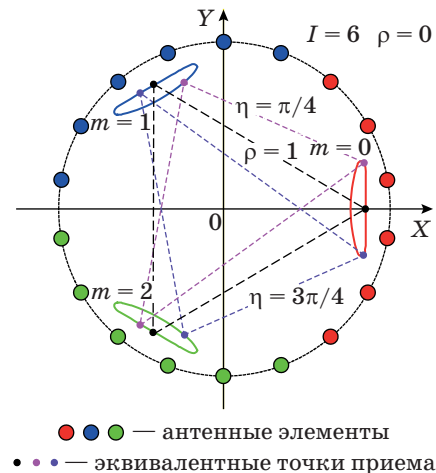


Рис. 2. Положения трех эквивалентных точек приема при различной поляризации сигнала ИРИ

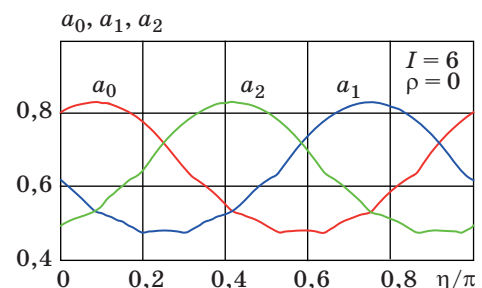


Рис. 3. Зависимости амплитуд откликов трехканального приемного тракта от угла наклона главной оси эллипса поляризации сигнала ИРИ

Для упрощения записей введем векторы-столбцы: $\mathbf{k}^T = (\bar{k} \quad \tilde{k}_C \quad \tilde{k}_S)$, $\mathbf{a}^T = (a_0 \ a_1 \ a_2)$, $\mathbf{P}_{X(Y)}^T = \begin{pmatrix} P_0^{X(Y)} & P_1^{X(Y)} & P_2^{X(Y)} \end{pmatrix}$. (Здесь и далее используются нижние и верхние совмещенные индексы “X(Y)”, которые указывают на аналогию индексируемых величин, относящихся либо к плоскости X0Z, либо к плоскости Y0Z). Применяя разложение (5) к суммам (4), опишем линейные связи введенных векторов:

$$\mathbf{a} = \mathbf{C}\mathbf{k}, \quad \mathbf{P}_{X(Y)} = \mathbf{B}_{X(Y)}\mathbf{k} = \mathbf{B}_{X(Y)}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{a} = \mathbf{D}_{X(Y)}\mathbf{a}. \quad (6)$$

Элементы матриц \mathbf{C} , $\mathbf{B}_{X(Y)}$ и $\mathbf{D}_{X(Y)}$, входящих в (6), определяются суммами (4), вычисляемыми по каждой из составляющих разложения (5). Используя нумерацию элементов данных матриц от нуля, при которой индекс строки $m = 0, 1, 2$ и индекс столбца $n = 0, 1, 2$, для элементов матриц \mathbf{C} , \mathbf{B}_X и \mathbf{B}_Y соответственно запишем:

$$\begin{aligned} c_{m0} &= 1, \quad c_{m1} = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi}\}, \quad c_{m2} = \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi}\}; \\ b_{m0}^X &= \Sigma\{\cos \gamma_{mi}\}, \quad b_{m1}^X = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi} \cos \gamma_{mi}\}, \\ b_{m2}^X &= \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi} \cos \gamma_{mi}\}; \\ b_{m0}^Y &= \Sigma\{\sin \gamma_{mi}\}, \quad b_{m1}^Y = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi} \sin \gamma_{mi}\}, \\ b_{m2}^Y &= \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi} \sin \gamma_{mi}\}. \end{aligned}$$

Раскрывая в этой группе выражений угол γ_{mi} согласно (1) и проводя последовательность действий с использованием формул из работы [10], получим аналитические выражения для элементов матриц пересчета $\mathbf{D}_X = \mathbf{B}_X\mathbf{C}^{-1}$ и $\mathbf{D}_Y = \mathbf{B}_Y\mathbf{C}^{-1}$ (с аналогичной индексацией от нуля) соответственно:

$$\begin{aligned} d_{mn}^X &= \bar{d} \cos \Gamma_m + \tilde{d} \cos(2\Gamma_n - \Gamma_m); \\ d_{mn}^Y &= \bar{d} \sin \Gamma_m + \tilde{d} \sin(2\Gamma_n - \Gamma_m), \end{aligned} \quad (7)$$

где \bar{d} и \tilde{d} — постоянные коэффициенты, определяемые числом I и вычисляемые следующим образом: $1/\bar{d} = 2\sqrt{3}I \sin(\pi/(3I))$ и $\tilde{d} = (2/3)\cos(\pi/(3I))$; угол Γ_m (Γ_n) описан в (1). Отметим, что при большом I возможна асимптотическая замена сумм (4) интегралами, тогда $\bar{d} \cong \sqrt{3}/(2\pi)$ и $\tilde{d} \cong 2/3$.

Для проведения последующих действий представим m -й коэффициент a_m в независимом от мощности сигнала ИРИ виде и опустив (в первом приближении) зависимости данного коэффициента от координат u_X и u_Y :

$$a_m = |Z_m(u_X, u_Y)|/Q(u_X, u_Y), \quad (8)$$

где

$$Q(u_X, u_Y) = (\sqrt{2}/3) \sum_m |Z_m(u_X, u_Y)| \quad (9)$$

— нормирующая компонента, формируемая автоматической регулировкой усиления приемно-

го тракта; суммирование проводится по индексу $m = 0, 1, 2$ (здесь и далее). Наличие множителя $\sqrt{2}/3$ в данной компоненте обеспечивает значение $1/\sqrt{2}$ для каждого коэффициента a_m при круговой поляризации сигнала ИРИ.

Методика и результат синтеза

Известные [9, 11] приемы синтеза процедур радиолокационных измерений, реализуемые методом максимума функции правдоподобия, наиболее часто основываются на эквивалентах данной функции, определяемых корреляционными характеристиками информационного пространственно-временного сигнала (корреляционным интегралом — согласно терминологии, принятой в работе [9]). Эквивалентом функции правдоподобия при синтезе в сходных с рассматриваемыми (пространственно-кольцевыми) условиями является сумма межканальных комплексно-сопряженных произведений откликов многоканального приемного тракта [12]. Исходя из (3) и принятых обозначений, в случае пространственной трехканальности данный эквивалент примет вид

$$\begin{aligned} L(u_X, u_Y) &= \sum_m Z_m(u_X, u_Y) Z_{\langle m \rangle}^*(u_X, u_Y) = \\ &= |E|^2 \sum_m a_m a_{\langle m \rangle} \times \\ &\times \exp\left\{j \frac{\mu}{r} \left[u_X (r_m^X - r_{\langle m \rangle}^X) + u_Y (r_m^Y - r_{\langle m \rangle}^Y) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (10)$$

где знак “*” обозначает комплексное сопряжение, а знак “⟨...⟩” — циклический сдвиг [12], при котором $\langle m \rangle = (m + 1) \bmod 3$.

Следуя методике синтеза [9, 11, 12], для нахождения максимума функции $L(u_X, u_Y)$ по аргументу u_X (u_Y) проведем соответствующее дифференцирование данной функции и запишем ее производную в плоскости X0Z (Y0Z):

$$L'_{X(Y)}(u_X, u_Y) = -\mu \sum_m w_m^{X(Y)} V_m(u_X, u_Y), \quad (11)$$

где $V_m(u_X, u_Y) = \text{Im} \{ Z_m(u_X, u_Y) Z_{\langle m \rangle}^*(u_X, u_Y) \}$ — m -я мнимая составляющая функции $L(u_X, u_Y)$; $w_m^{X(Y)}$ — m -й коэффициент весового суммирования для плоскости X0Z (Y0Z), который вводится, исходя из (10), следующим образом:

$$\begin{aligned} w_m^{X(Y)} &= (a_m a_{\langle m \rangle} / r) (r_m^{X(Y)} - r_{\langle m \rangle}^{X(Y)}) = \\ &= P_m^{X(Y)} a_{\langle m \rangle} - P_{\langle m \rangle}^{X(Y)} a_m. \end{aligned} \quad (12)$$

Решение задачи синтеза будем искать в виде совмещенной модифицированной процедуры формирования оптимальных оценок двух угловых координат ИРИ: $z_X(u_X, u_Y)$ и $z_Y(u_X, u_Y)$ — соответственно в плоскостях X0Z и Y0Z. Такая

процедура представлена в работе [9] в обобщенном виде (для случая двух взаимно зависимых произвольных неэнергетических параметров), а применительно к рассматриваемым условиям и введенным обозначениям может быть приведена к виду

$$\begin{aligned} z_X(u_X, u_Y) &= K_0 K_X [\tilde{z}_X(u_X, u_Y) - R_Y \tilde{z}_Y(u_X, u_Y)]; \\ z_Y(u_X, u_Y) &= K_0 K_Y [\tilde{z}_Y(u_X, u_Y) - R_X \tilde{z}_X(u_X, u_Y)], \end{aligned} \quad (13)$$

где $\tilde{z}_{X(Y)}(u_X, u_Y) = -L'_{X(Y)}(u_X, u_Y)/L(u_X, u_Y)$ — частная оценка одной угловой координаты ИРИ в плоскости XOZ (YOZ); $1/K_0 = 1 - R_X R_Y$; K_X, K_Y, R_X и R_Y — постоянные коэффициенты. В коэффициентах K_X, K_Y учитываются вторые производные $L''_{X(X)}(u_X, u_Y)$ и $L''_{Y(Y)}(u_X, u_Y)$ в плоскостях XOZ и YOZ соответственно, а в коэффициентах R_X и R_Y — смешанная вторая производная $L''_{XY}(u_X, u_Y)$, которая приведена к плоскостям XOZ и YOZ соответственно. Для вычисления коэффициентов K_X, K_Y, R_X и R_Y используем в качестве исходных выражения, приведенные в работе [9], и выполним следующие приближения данных выражений:

$$\begin{aligned} K_{X(Y)} &= -L(u_X, u_Y)/L''_{X(Y)}(u_X, u_Y) \cong \\ &\cong 1/\left(\mu^2 \sum_m (w_m^{X(Y)})^2\right); \\ R_{X(Y)} &= L''_{XY}(u_X, u_Y)/L''_{X(Y)}(u_X, u_Y) \cong \\ &\cong \mu^2 K_{X(Y)} \sum_m w_m^X w_m^Y. \end{aligned} \quad (14)$$

Приближения в (14) основываются на сокращении зависимых от координат u_X и u_Y сомножителей числителей и знаменателей, что допустимо, поскольку различие указанных сомножителей в пределах области измерения угловых координат ИРИ можно пренебречь без ощутимых потерь в линейности синтезируемой процедуры.

Совмещение автоматической регулировки усиления приемного тракта с нормировкой, реализуемой в процедурах радиолокационных измерений, рассматривается авторами работ [9, 11] как наиболее важное обстоятельство, которое определяет потребность в модификации синтезируемых оптимальных процедур. Поэтому, следуя рекомендациям, изложенным в работе [9], в целях упрощения технической реализации искомой процедуры проведем замену функции $L(u_X, u_Y)$ на функцию $Q^2(u_X, u_Y)$ в формулах для частных оценок $\tilde{z}_X(u_X, u_Y)$ и $\tilde{z}_Y(u_X, u_Y)$, входящих в (13). Наряду с достигаемым упрощением, при котором нормировка относительно функции $Q^2(u_X, u_Y)$ осуществляется за счет моноимпульсной автоматической регулировки усиления [13] со связью «назад», функции $Q^2(u_X, u_Y)$ соответствует также более широкая область нормировки

по координатам u_X и u_Y , что важно в практическом плане.

Учитывая изложенные соображения и раскрывая в (13) оценки $\tilde{z}_X(u_X, u_Y)$ и $\tilde{z}_Y(u_X, u_Y)$, запишем в конечном виде процедуру пеленгации ИРИ — результат проведенного синтеза:

$$\begin{aligned} z_X(u_X, u_Y) &= K_X K(u_X, u_Y) \times \\ &\times \sum_m (w_m^X - R_Y w_m^Y) V_m(u_X, u_Y); \\ z_Y(u_X, u_Y) &= K_Y K(u_X, u_Y) \times \\ &\times \sum_m (w_m^Y - R_X w_m^X) V_m(u_X, u_Y), \end{aligned} \quad (15)$$

где $K(u_X, u_Y) = \mu/[Q^2(u_X, u_Y)/(1 - R_X R_Y)]$ — общий нормирующий сомножитель синтезированной процедуры; коэффициенты w_m^X и w_m^Y определены в (12), функция $Q(u_X, u_Y)$ — в (9), а коэффициенты K_X, K_Y, R_X и R_Y — в (14).

Важно отметить, что по структуре пространственно-временной обработки синтезированная процедура аналогична известному техническому решению пространственно-трехканального пеленгатора [14]. Отличие процедуры (15) состоит в поляризационно-зависимых коэффициентах весового суммирования, которые рассчитываются согласно полученным формулам исходя из поляризации сигнала ИРИ.

Заключение

Организация пространственно разнесенных каналов приема в целях пеленгации ИРИ возможна за счет секторного разделения кольцевой антенной решетки. При этом специфика линейной поляризации элементов данной решетки выражается в поляризационных зависимостях как координат эквивалентных точек пространственно-многоканального приема, так и амплитуд соответствующих принимаемых сигналов. Аналитическая модель данных зависимостей, изложенная в статье, определяет способ вычисления координат трех эквивалентных точек приема по трем амплитудным откликам трехканального приемного тракта, что позволяет осуществлять настройку процедуры пеленгации исходя из поляризации сигнала ИРИ.

Методика проведенного синтеза основывается на конкретизации обобщенной процедуры оптимального совмещенного радиолокационного измерения двух неэнергетических параметров в контексте специфики поляризационных условий пеленгации ИРИ. Полученный результат синтеза аналогичен пространственно-трехканальной процедуре пеленгации, предложенной авторами ранее [4, 5, 14], с тем отличием, что в параметрах этой процедуры учитывается поляризация сигнала ИРИ.

Литература

1. **Авиационные системы радиопередачи:** в 3 т./ под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. — М.: Радиотехника, 2004. Т. 3: Системы командного радиопередачи. Автономные и комбинированные системы наведения. — 320 с.
2. **Сазонов Д. М.** Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высш. шк., 1988. — 432 с.
3. Пат. 2488925 Российская Федерация, МПК H01Q 1/38. Сверхширокополосная антенна / Г. В. Анцев, И. Г. Анцев, В. С. Павлов, М. А. Савин, Е. Л. Турнецкая, Л. С. Турнецкий, А. Д. Французов. — № 2011147668/07; заявл. 23.11.11; опубл. 27.07.13, Бюл. № 21.
4. **Павлов В. С.** Точность трехотсчетной фазовой процедуры измерения направления на локационный объект // Радиотехника. 2000. № 12. С. 3–10.
5. **Павлов В. С., Турнецкая Е. Л., Турнецкий Л. С.** Пространственно-трехканальный метод пеленгации целей // Состояние, проблемы и перспективы создания корабельных информационно-управляющих комплексов: сб. докл. науч.-техн. конф. М.: ОАО «Концерн «Моринформсистема-Агат», 2011. С. 85–88.
6. **Павлов В. С., Турнецкий Л. С.** Точностной анализ пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2010. № 1. С. 87–97.
7. **Павлов В. С., Турнецкая Е. Л.** Потенциальная точность пеленгации на основе кольцевой антенной решетки из линейно поляризованных элементов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 4. С. 86–90.
8. **Поздняк С. И., Мелитицкий В. А.** Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. — М.: Сов. радио, 1974. — 480 с.
9. **Коростелев А. А.** Пространственно-временная теория радиосистем. — М.: Радио и связь, 1987. — 320 с.
10. **Градштейн И. С., Рыжик И. М.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Наука, 1963. — 1100 с.
11. **Ширман Я. Д., Манжос В. Н.** Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 415 с.
12. **Павлов В. С.** Синтез пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. № 3. С. 68–77.
13. **Леонов А. И., Фомичев К. И.** Моноимпульсная радиолокация. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.
14. Пат. 2364882 Российская Федерация, МПК G01S 3/14. Моноимпульсный фазовый пеленгатор / Г. В. Анцев, А. А. Булатов, В. С. Павлов, Л. С. Турнецкий, А. Д. Французов. — № 2007117465/09; заявл. 10.05.07; опубл. 20.08.09, Бюл. № 23.

UDC 621.396.69

Spatial Ring-Shaped Direction Finder Synthesis for a Source of Polarized Radio EmissionPavlov V. S.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, w14z@yandex.ruTurnetskaja E. L.^a, Senior Lecturer, turnetskaya@mail.ru^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Generalized approaches to the synthesis of radio direction finders (RDF) relative to receiving apertures are well-known and represented by various geometrical models. However, many particular practically important application cases require additional research, especially when the spatial polarization conditions of the radiolocation should be taken into account. One of such particular cases is the problem of biplanar passive RDF for a source of radio emission with an a priori unknown polarization parameters, implemented on a basis of a thin ring-shaped receiving aperture consisting of polarized antennas elements. This problem is actual for airborne combined active-passive radiolocation systems when the mentioned conformal receiving aperture of the passive part encircles the round active part antenna along its external edge. The goal of this paper is developing a biplanar RDF procedure for a source of polarized radio emission, performed by the passive part of a combined active-passive radiolocation system on the basis of a ring-shaped antenna array of polar-sensitive elements, when the source signal polarization is uncertain. **Methods:** We use a modified optimal synthesis method for spatial multichannel radiolocation devices of primary detachment of the coordinate information, on the base of a likelihood function. The method is reasonably restricted to the spatial three-channel case. The synthesis problem is solved jointly for two angle coordinates of a polarized radio emission source, as their estimations are mutually dependent. The tighter is the polarization ellipse of the effective signal, the stronger this dependence reveals itself. **Results:** Certain dependences were obtained and analytically described for a ring-shaped antenna array, connecting the signal polarization parameters with the amplitude vector of the 3-channel receiving path response and with the coordinates of the three phase centers of the reception. On the base of these dependences, the correlations were obtained necessary to synthesize an RDF procedure for a polarized radio emission source with uncertain polarization. The result of the synthesis is a spatial 3-channel procedure of biplanar RDF being tuned to the radio emission source polarization in order to ensure that the two estimations of its angle coordinates are independent and optimal. **Practical relevance:** As an innovative technical solution, a procedure was proposed and grounded for passive biplanar RDF of a polarized radio emission source, implemented on the base of a ring-shaped array of linear polarized antenna elements. The procedure provides close-to-potential RDF accuracy for the passive part of a combined active-passive RDF system.

Keywords — Direction Finder, Likelihood Function, Polarization, Radio Emission Source, Ring-Shaped Antenna Array, Synthesis.

References

1. *Aviatsionnye sistemy radioupravleniia* [Aviation Radio Control Systems]. Ed. by A. I. Kanashchenkov and V. I. Merkulov. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. Vol. 3. *Sistemy komandnogo radioupravleniia. Avtonomnye i kombinirovannye sistemy navedeniia* [Command Radio Control Systems. Autonomous and Combined Guidance Systems]. 320 p. (In Russian).
2. Sazonov D. M. *Antenny i ustroistva SVCh* [Antennas and Microwave Devices]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 1988. 432 p. (In Russian).
3. Antsev G. V., et al. *Sverkhshirokopolosnaia antenna* [Ultra-Wideband Antenna]. Patent RF, no. 2488925, 2013.
4. Pavlov V. S. Accuracy of Three-Readings Phase Procedure for Radar Objects Direction Measurement. *Radiotekhnica*, 2000, no. 12, pp. 3–10 (In Russian).
5. Pavlov V. S. Spatially-Three-Channel Method of Targets Direction Finding. *Sbornik dokladov nauchno-tehnicheskoi konferentsii "Sostoianie, problemy i perspektivy sozdaniia korabel'nykh informatsionno-upravliaiushchikh kompleksov"* [Collection of Reports of Scientific and Technical Conference "Substance, Problems and Perspectives of Nautical Information and Control Systems Elaboration"]. Moscow, "Kontsern «Morinformatsistema-Agat» Publ., 2011, pp. 85–88 (In Russian).
6. Pavlov V. S., Turnetskij L. S. Accuracy Analysis for Spatially-Multichannel Discriminators of Control Systems. *Vo-prosy radioelektroniki. Ser. RLT*, 2010, no. 1, pp. 87–97 (In Russian).
7. Pavlov V. S., Tournetskaya E. L. Potential Accuracy of Direction-Finding Based on a Ring Array of Elements with Linear Polarization. *Izvestiia vuzov Rossii. Radioelektronika*, 2012, no. 4, pp. 86–90 (In Russian).
8. Pozdniak S. I., Melitskii V. A. *Vvedenie v statisticheskuiu teoriiu poliarizatsii radiovoln* [Introduction to Statistical Theory of Radio Waves Polarization]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1974. 480 p. (In Russian).
9. Korostelev A. A. *Prostranstvenno-vremennaia teoriia radiosistem* [Spatial-Temporal Theory of Radio Systems]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1987. 320 p. (In Russian).
10. Gradshtein I. S., Ryzhik I. M. *Tablitsy integralov, summ, riadov i proizvedenii* [Tables of Integrals, Sums, Series and Products]. Moscow, Nauka Publ., 1963. 1100 p. (In Russian).
11. Shirman Ia. D., Manzhos V. N. *Teoriia i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and Techniques of Radar Information Processing against Clutters Background]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1981. 415 p. (In Russian).
12. Pavlov V. S. Spatially-Multichannel Discriminators Synthesis for Direction Finding Systems of Location Objects. *Izvestiia vuzov Rossii. Radioelektronika*, 2009, no. 3, pp. 68–77 (In Russian).
13. Leonov A. I., Fomichev K. I. *Monoimpul'snaia radiolokatsiia* [Monopulse Radiolocation]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1984. 312 p. (In Russian).
14. Antsev G. V., et al. *Monoimpul'snyi fazovyi pelengator* [Monopulse Phased Direction Finder]. Patent RF, no. 2364882, 2009.