

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ЦЕЛЬ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-12-4-10

Manuscript received 15 July 2021;
Accepted 27 August 2021**Шацкий Николай Витальевич,**АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца",
Москва, Россия, nshatsky@rti-mints.ru**Ходатаев Николай Андреевич,**АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца",
Москва, Россия, nkhodataev@krtis.ru**Ключевые слова:** моноимпульсный метод пеленгации, нейронные сети, уходы равносигнального направления, пеленгационная характеристика, угловые координаты цели, градиентный метод, система координат наблюдения.

На основе анализа погрешностей моноимпульсного метода пеленгации цели радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой выделена в особый кластер группа погрешностей, связанная с флуктуациями равносигнального направления при сканировании луча антенной системы, а также с неидентичностью формы формируемых лучей моноимпульсной группы. Данное обстоятельство особо критично проявляется у крупноапертурных РЛС с ФАР с электрическим сканированием, где количество формируемых приемных лучей значительно, дополнительно координаты цели обычно не совпадают с координатными плоскостями, вдоль которых производится измерение координат (этой проблеме была посвящена статья автора, опубликованная в предыдущем номере журнала). Нелинейность данной задачи требует уникальных подходов и решений. Классическая постановка задачи связана с получением оценки вектора излучения всей антенной решетки по известному измеренному вектору комплексных сигналов на выходе антенной решетки в фиксированный момент времени. Для решения данной задачи и определения решающего правила использован нейросетевой подход, при этом обучение нейронной сети выполнено по критерию минимума выбранной целевой функции. Приведено обоснование повышения точности измерений угловых координат в моноимпульсных системах со сканирующими цифровыми фазированными антенными решетками (ЦФАР) на основе применения в процессе обработки радиолокационных данных нейронных сетей без формирования пеленгационных характеристик. Результаты моделирования характеристик ЦФАР (на примере плоской антенной решетки размерностью 30 на 30 излучателей) в условиях, принятых в модели ЦФАР допущений при реализации классического и оригинального методов показаны на примерах поверхностей дисперсий ошибок измерения угловых координат моноимпульсным методом в прямоугольной пространственной области, которые показали уменьшение ошибки и расширение области измерений. В дальнейшем предполагается практическая реализация данного подхода с использованием FPGA в приемных трактах частотно-зависимой части РЛС.

Информация об авторах:**Шацкий Николай Витальевич**, АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца", Ростовский филиал АО РТИ, г. Ростов-на-Дону, начальник комплексного отдела АО РТИ (заместитель главного конструктора), к.т.н., доцент, Москва, Россия**Ходатаев Николай Андреевич**, АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца", Заместитель директора Центра (первый заместитель главного конструктора), Москва, Россия**Для цитирования:**

Шацкий Н.В., Ходатаев Н.А. Метод определения направления на цель цифровой антенной решеткой моноимпульсной радиолокационной станции // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №12. С. 4-10.

For citation:Shatskiy N.V., Hodataev N.A. (2021) Method for determining the target direction of a digital antenna GRID OF A MONOPULSE radar station. *T-Comm*, vol. 15, no.12, pp. 4-10. (in Russian)

1. Введение

Первичными этапами жизненного цикла современной радиолокационной станции (РЛС) на этапах опытно-конструкторской работы являются эскизное проектирование и техническое проектирование, которые иногда объединяются в один этап. Таким образом, до разработки рабочей конструкторской документации и изготовления опытного образца формируется технический облик Изделия, включающий в себя не только аппаратную часть, но и концепции разработки программного обеспечения как аппаратно-программных средств и радиоэлектронных комплексов, так и РЛС в целом. Постоянный рост требований к тактико-техническим характеристикам РЛС и принципиально новые цели с уникальными характеристиками излучения, а также широкое применение в трактах приема-передающей аппаратуры ПЛИС (FPGA) ведущих производителей Intel (Altera), Xilinx, Silego и т.д. со встроенными процессорами, развитой архитектурой, ранее недостижимыми производительностями и энергоэффективностями обеспечили возможность применения новых или существенно усовершенствованных классических методов оценки координат объектов.

Моноимпульсный метод пеленгации существует с 1940-х гг. и широко применяется в современных РЛС [1-4]. При его практической реализации на точность измерения угловых координат влияет целый ряд факторов, которые можно разделить на следующие группы. Первая группа обусловлена наличием внутренних шумов и внешних источников помех. Вторая группа факторов обусловлена уходами равносигнального направления (РСН) при сканировании и неидентичностью формируемых лучей моноимпульсной группы.

Для борьбы с влиянием факторов первой группы в составе РЛС используют приемные устройства с низким коэффициентом шума, а при формировании приемных диаграмм направленности снижают уровень боковых лепестков [3].

Погрешности, обусловленные уходами РСН и неидентичностью формы лучей больше всего проявляются в приемных антенных решетках с электронным сканированием. Форма и ширина луча зависят от его пространственной ориентации. В результате неидентичной формы лучей пеленгационная характеристика становится нелинейной, что и приводит к ошибкам измерений. В связи с этим в примерах, приведенных в монографии [5] рассмотрены уплотненные сетки лучей. Однако увеличение числа приемных лучей может существенно усложнить алгоритм обработки и время обзора пространства.

В патенте [6] рассмотрен вариант линеаризации пеленгационной характеристики, а в патенте [7] при проведении измерений угловых координат моноимпульсным методом учитывают нелинейность пеленгационной характеристики. Кроме того, следует учитывать, что координаты цели обычно не совпадают с координатными плоскостями, вдоль которых производится измерение координат при том, что линейность пеленгационной характеристики утверждается только в данной плоскости.

В общем случае для борьбы с влиянием факторов второй группы следует строить некоторое нелинейное правило, с использованием которого получать оценку угловых координат цели. Сформулировать такое правило аналитически не представляется возможным, что и ограничивает возможности моноимпульсной пеленгации.

В настоящее время при решении задач, для которых не удается аналитически записать решающее правило, во многих областях человеческой деятельности и, в частности, в радиолокации, используют нейронные сети [8].

Цель работы состоит в повышении точности измерений угловых координат в моноимпульсных системах со сканирующими цифровыми фазированными антенными решетками (ЦФАР) на основе применения в процессе обработки радиолокационных данных нейронных сетей.

2. Постановка задачи

Пусть имеется M -элементная ЦФАР, на выходах которой источник, излучающий в направлении \mathbf{p} , возбуждает вектор детерминированных сигналов

$$\mathbf{x}(\mathbf{p}, t) = \left(x_m(\mathbf{p}, t) = a \exp(i\phi) \exp(ik\mathbf{q}_m^T \mathbf{p}) \exp(i\omega t) \right)_{m=1,2,\dots,M}, \quad (1)$$

где a, ϕ – амплитуда и фаза источника; \mathbf{q}_m – вектор, определяющий положение фазовых центров антенных элементов АР; T – символ транспонирования; ω – круговая частота.

На выходах каналов АР также присутствует составляющая шума, которую обозначим вектором $\xi(t) = (\xi_m(t))_{m=1,2,\dots,M}$. Собственные шумы элементов АР будем считать распределенными по нормальному закону с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсией σ^2 , независимыми между собой и полезным сигналом.

В результате выходной вектор сигналов каналов АР можно представить в виде

$$\mathbf{z}(\mathbf{p}, t) = \mathbf{x}(\mathbf{p}, t) + \xi(t). \quad (2)$$

На выходе АР для обработки сигналов используют множество диаграмм направленности (ДН), формируемых при помощи N наборов M -элементных комплексных весовых коэффициентов (КВК), которые могут быть заданы прямоугольной матрицей \mathbf{A} .

Тогда комплексные сигналы на выходе АР могут быть записаны в виде

$$\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) = \mathbf{A}^T \mathbf{z}(\mathbf{p}, t) = \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t) + \mathbf{A}^T \xi(t). \quad (3)$$

Второе слагаемое в выражении (3) представляет собой случайную вектор-функцию, компоненты которой распределены по нормальному закону с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ_A^2 . В силу статистической независимости шумов каналов мощность шума в выходном сигнале АР увеличивается по сравнению с мощностью шума канала менее значительно, чем мощность сигнала. Поскольку мощность шума в сигнале каждого луча АР зависит от выбранных КВК, то дисперсии шумов могут быть неодинаковыми. В то же время, если КВК, составляющие матрицу \mathbf{A} , отличаются незначительно, например, направлением фазирования, то можно считать, что все компоненты вектора σ_A^2 одинаковы и равны σ_A^2 .

Вектор $\mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t)$ – детерминированная составляющая вектор функции $\mathbf{u}(\mathbf{p}, t)$.

Задача состоит в получении оценки вектора \mathbf{p} по известному измеренному вектору $\mathbf{u}(\mathbf{p}, t)$ в фиксированный момент времени t .

3. Обоснование метода

Оценку вектора \mathbf{p} будем искать как оценку максимально правдоподобия.

Функция правдоподобия выборки входного сигнала в некоторый момент времени t имеет вид [9]

$$L_{\mathbf{u}} = \frac{1}{(2\pi\sigma_A^2)^M} \exp \times \left(-(\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t))^H (\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t)) / \sigma_A^2 \right), \quad (4)$$

где H – символ эрмитова сопряжения.

Максимизация функции правдоподобия $L_{\mathbf{u}}$ эквивалентна минимизации квадрата нормы евклидова пространства

$$g(\mathbf{p}) = \|\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t)\|^2 = (\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t))^H \times (\mathbf{u}(\mathbf{p}, t) - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}, t)) \quad (5)$$

по неизвестному параметру \mathbf{p} .

Для решения задачи будем использовать нейросетевой подход, в соответствии с которым единичный вектор \mathbf{p}' представляет собой отклик нейронной сети на входные воздействия, т.е.

$$\mathbf{p}' = \mathbf{Y} \left(\mathbf{u}', \left\{ \begin{matrix} (1) & (2) & (L) & (1) & (2) & (L) \\ \mathbf{w}, \mathbf{w}, \dots, \mathbf{w}; \mathbf{b}, \mathbf{b}, \dots, \mathbf{b} \end{matrix} \right\} \right) = \mathbf{Y}(\mathbf{u}', \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}), \quad (6)$$

где \mathbf{w} и \mathbf{b} – коэффициенты связи и смещения n -го слоя нейронной сети $n = 1, 2, \dots, L$;

$$\mathbf{u}' = \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}'); \quad (7)$$

$\{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}$ – компактная форма записи, обозначающая множество всех коэффициентов нейронной сети.

Обучение нейронной сети может быть выполнено по критерию минимума целевой функции (5) после замены \mathbf{p} на $\mathbf{Y}(\mathbf{u}', \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\})$ и $\mathbf{u}(\mathbf{p}, t)$ на \mathbf{u}' . При этом целевая функция (5) становится функцией коэффициентов связи и смещения нейронной сети

$$g_{\mathbf{u}'}(\{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}) = \|\mathbf{u}' - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{Y}(\mathbf{u}', \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}))\|^2 = (\mathbf{u}' - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{Y}(\mathbf{u}', \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\})))^H (\mathbf{u}' - \mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{Y}(\mathbf{u}', \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}))). \quad (8)$$

В силу того, что между векторами \mathbf{u}' и \mathbf{p}' существует однозначная функциональная связь, задача поиска минимума (8) эквивалентна минимизации целевой функции

$$g_{\mathbf{p}'}(\{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}) = \|\mathbf{p}' - \mathbf{Y}(\mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}'), \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\})\|^2 = (\mathbf{p}' - \mathbf{Y}(\mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}'), \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\}))^T (\mathbf{p}' - \mathbf{Y}(\mathbf{A}^T \mathbf{x}(\mathbf{p}'), \{\mathbf{w}; \mathbf{b}\})). \quad (9)$$

Методы обучения нейронных сетей известны, например, [8]. В настоящее время в основе большинства методов обучения с учителем лежат разновидности градиентных методов и метод обратного распространения ошибки, при котором задача сводится к определению компонентов вектора градиента $\partial g_{\mathbf{p}'} / \partial w_{j,j}^{(n)}$ и $\partial g_{\mathbf{p}'} / \partial b_j^{(n)}$.

Пусть координаты элементов плоской M -элементной АР заданы в правой декартовой системе координат $Oxyz$, в которой начало отсчета (точка O совпадает с фазовым центром антенны, направление оси Ox – с направлением внешней нормали, оси Oz и Oy расположены в плоскости раскрыва антенны). При этом элементы векторов-столбцов $\mathbf{q}_m = (q_{xm}; q_{ym}; q_{zm})$ имеют нулевую составляющую $q_{xm} = 0$.

Пусть вектор-строка $\mathbf{r}_0 = (r_{0x}, r_{0y}, r_{0z})$ определяет положение равносигнального направления, относительно которого вдоль ортогональных координатных направлений попарно разведены лучи АР, образующие прямую моноимпульсную связку.

В этом случае элементы матрицы \mathbf{A} могут быть заданы при помощи выражений

$$A_{m,1} = |A_{0m}| \exp(i\psi_{0m}) \exp(-ik(q_{ym}r_{0y} + q_{zm}(r_{0z} + \delta r_z))); \quad (10)$$

$$A_{m,2} = |A_{0m}| \exp(i\psi_{0m}) \exp(-ik(q_{ym}r_{0y} + q_{zm}(r_{0z} - \delta r_z))); \quad (11)$$

$$A_{m,3} = |A_{0m}| \exp(i\psi_{0m}) \exp(-ik(q_{ym}(r_{0y} + \delta r_y) + q_{zm}r_{0z})); \quad (12)$$

$$A_{m,4} = |A_{0m}| \exp(i\psi_{0m}) \exp(-ik(q_{ym}(r_{0y} - \delta r_y) + q_{zm}r_{0z})), \quad (13)$$

где $A_{0m} = |A_{0m}| \exp(i\psi_{0m})$ – комплексная амплитуда m -го канала АР при формировании неотклоненного луча; $\delta r_y, \delta r_z$ – смещения лучей вдоль соответствующих координатных направлений.

Матрице КВК \mathbf{A} соответствуют четыре приемных ДН, определяемых выражением

$$F_n(p_y, p_z) = (\mathbf{A}^T \mathbf{f}(p_y, p_z))_n \cdot \sqrt{1 - p_y^2 - p_z^2}, \quad (14)$$

где (p_y, p_z) – направляющие косинусы, определяющие направление на цель;

$$\mathbf{f}(p_y, p_z) = \exp(ik(q_{ym}p_y + q_{zm}p_z)). \quad (15)$$

Сомножитель $\sqrt{1 - p_y^2 - p_z^2}$ в выражении (14) соответствует ДН одиночного элемента и в общем случае равен скалярному произведению вектора, направленного на точку наблюдения, и единичного вектора внешней нормали к раскрыву АР.

Как видно, вектор-функция $\mathbf{f}(p_y, p_z)$ аналогична вектор-функции $\mathbf{x}(\mathbf{p}, t)$ и отличается только тем, что в ней от-

брошена составляющая $\exp(i\omega t)$ и учтена система координат наблюдения. Отсюда следует, что на выходе антенны с учетом составляющей шума в момент времени t получают вектор сигналов

$$\mathbf{z}(p_y, p_z) = a \exp(i\phi) \mathbf{A}^T \mathbf{f}(p_y, p_z) + \xi. \quad (16)$$

В этом случае измерение угловых координат классическим амплитудным методом осуществляют при помощи двух пеленгационных характеристик (ПХ):

$$D_z(p_y, p_z) = \frac{|z_1(p_y, p_z)| - |z_2(p_y, p_z)|}{|z_1(p_y, p_z) + z_2(p_y, p_z)|}; \quad (17)$$

$$D_y(p_y, p_z) = \frac{|z_3(p_y, p_z)| - |z_4(p_y, p_z)|}{|z_3(p_y, p_z) + z_4(p_y, p_z)|}. \quad (18)$$

Измерение координат моноимпульсным методом осуществляют на линейном участке ПХ. При этом крутизна ПХ соответствует отношению

$$\frac{\partial D_z(r_{0y}, r_{0z})}{\partial p_z} = 0,5 \delta r_z^{-1} (z_1(r_{0y}, r_{0z}) - z_2(r_{0y}, r_{0z})); \quad (19)$$

$$\frac{\partial D_y(r_{0y}, r_{0z})}{\partial p_y} = 0,5 (\delta r_y)^{-1} (z_3(r_{0y}, r_{0z}) - z_4(r_{0y}, r_{0z})), \quad (20)$$

а соответствующие угловые координаты находят по формулам:

$$p_z = \left(\frac{\partial D_z(r_{0y}, r_{0z})}{\partial p_z} \right)^{-1} D_z(p_y, p_z);$$

$$p_y = \left(\frac{\partial D_y(r_{0y}, r_{0z})}{\partial p_y} \right)^{-1} D_y(p_y, p_z). \quad (21)$$

В отличие от классического моноимпульсного метода нейросетевой подход не требует формирования ПХ.

Выходные сигналы моноимпульсной группы лучей необходимо подвергнуть нормировке (чтобы исключить влияние на отклик нейронной сети амплитуды A источника).

Рассмотрим набор входных сигналов нейронной сети, получаемых после нормировки к максимальной амплитуде сигналов моноимпульсной группы:

$$Y_n^{(0)} = \frac{1}{\max_{n=1,2,3,4} |z_n(p_y, p_z)|} |z_n(p_y, p_z)|. \quad (22)$$

Например, пусть нейронная сеть содержит три слоя. В этом случае отклик НС можно представить в виде вектора

$$\mathbf{Y} = c^{(3)} \left(\mathbf{w} \cdot c^{(2)} \left(\mathbf{w} \cdot c^{(1)} \left(\mathbf{w} \mathbf{Y} + \mathbf{b} \right) + \mathbf{b} \right) + \mathbf{b} \right), \quad (23)$$

где $c^{(n)}(x)$ – функция активации нейронов n -го слоя.

Число слоев может быть и больше, но не меньше двух. При этом выражение (22) несложно трансформировать для любого произвольного числа слоев.

4. Численные результаты

Пусть плоская АР состоит из $M = 30 \times 30 = 900$ антенных элементов, размещенных в узлах прямоугольной сетки с одинаковым шагом $0,5\lambda$ по вертикали и горизонтали. Для формирования приемных лучей моноимпульсной группы будем использовать синфазные распределения

$$A_{0m} = \left(\Delta_{Ay} + (1 - \Delta_{Ay}) \cos^2 \left(\frac{\pi q_{ym}}{L_y} \right) \right) \left(\Delta_{Az} + (1 - \Delta_{Az}) \cos^2 \left(\frac{\pi q_{zm}}{L_z} \right) \right), \quad (24)$$

где $\Delta_{Ay,z}$ – «пьедесталы» амплитудных распределений; $L_{y,z}$ – линейные размеры антенной системы.

В главных сечениях ширина ориентированного по нормали к раскрытию луча рассматриваемой АР с амплитудным распределением вида (24) при $\Delta_{Ay} = 0,3$ равна $4,22^\circ$.

В этом случае для реализации классического моноимпульсного пеленгатора необходимо развести лучи АР в противоположные стороны от равносигнального направления $\mathbf{r}_0 = (1, 0, 0)$ на угол, равный половине ширины луча. При этом параметры $\delta r_y = \delta r_z = \sin 2,11^\circ = 0,0368$.

На рисунке 1 приведена соответствующая обычному методу пеленгации прототипу поверхность дисперсий оценок угловых координат от истинных значений, полученных при ОСШ комплексных сигналов моноимпульсной группы лучей, равном 12,2 дБ. Точка А на рисунке 1 соответствует максимальной дисперсии ошибки измерения угловых координат цели моноимпульсным методом в прямоугольной области пространства направляющих косинусов при смещении цели относительно РСН (точка С на рис. 1) по обеим координатам. Точка В обозначает максимальную дисперсию ошибки измерения угловой координаты моноимпульсным методом при смещении цели вдоль одного из координатных направлений.

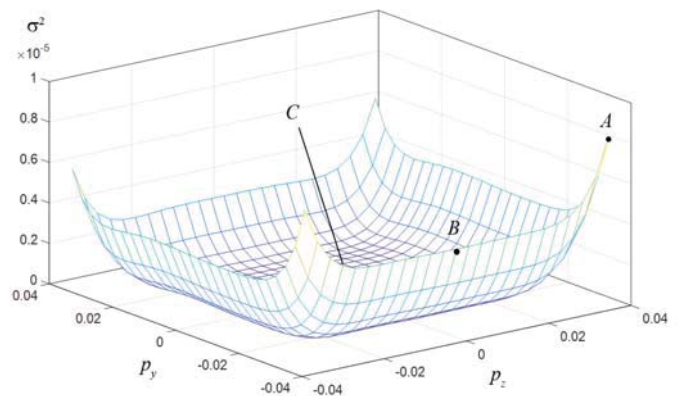


Рис. 1. Поверхность дисперсий ошибок измерения угловых координат моноимпульсным методом в прямоугольной пространственной области

Видно, что при увеличении отклонения цели от РСН даже при низком уровне шумов точность оценивания направляющих косинусов быстро уменьшается. Для рассматриваемого примера в точке A величина дисперсии ошибки $\sigma_A^2 \approx 8 \cdot 10^{-6}$, а в точке $B - \sigma_B^2 \approx 4 \cdot 10^{-6}$.

На рисунке 2 показано распределение лучей моноимпульсной группы в пространстве относительно РСН. Области лучей по уровню половинной мощности пронумерованы и разнесены вдоль координатных направлений. При этом штриховой линией показана область, занимаемая центральным или суммарным лучом моноимпульсной группы. Штрих-пунктирная линия соответствует области измерений, для которой получена поверхность дисперсии ошибок на рис. 1. Соотношение площадей, занимаемой центральным лучом и квадрата, в который вписан центральный луч, по известным формулам площади квадрата и круга составляет 1,273.

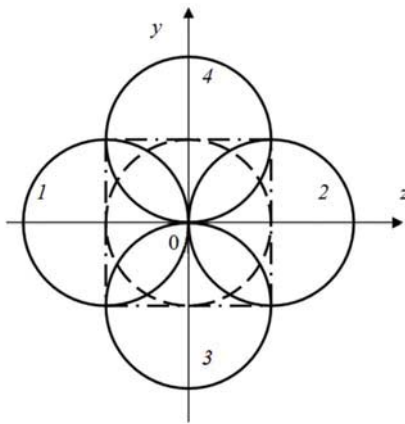


Рис. 2. Распределение лучей моноимпульсной группы в пространстве (сплошные кривые), штриховая линия ограничивает область измерений известного пеленгатора, штрих-пунктирная линия ограничивает область измерений предлагаемым методом

Отметим, что в выбранной системе координат составляющие (p_1, p_2) вектора направления соответствуют компонентам вектора p_y и p_z , а составляющая $p_3 = p_x$ определяется из условия единичной длины вектора направления.

Для реализации предлагаемого метода была использована полносвязная нейронная сеть прямого распространения с четырьмя входными сигналами, тремя скрытыми слоями, содержащими 100, 40 и 10 нейронов. Функции активации во всех скрытых слоях соответствовали функции $\tanh(x)$. Выходной слой содержал два нейрона с линейной функцией активации, т.е. НС имела два выходных сигнала.

Обучение НС осуществлялось на выборке из 4000 примеров, которые были сгенерированы при помощи датчика случайных чисел, распределенных равномерно в прямоугольной области, в которую вписана линия уровня 0,707 центрального луча AP. Эта область показана на рисунке 2 штрих-пунктирной линией.

На рисунке 3 приведена диаграмма, иллюстрирующая сходимость процесса обучения нейронной сети и качество обучения при использовании метода Левенберга-Маквардта [9].

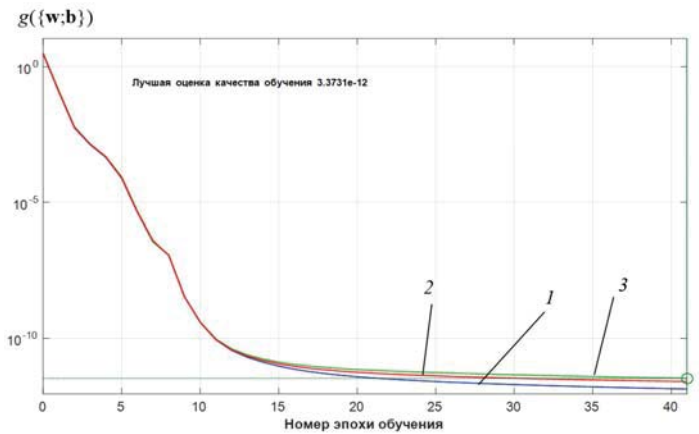


Рис. 3. Обучение нейронной сети: 1 – средняя ошибка по всему множеству примеров обучающей выборки; 2 – средняя ошибка для тестовой выборки примеров; 3 – индикатор переобучения

Первые две кривые на рисунке 3 соответствуют значениям показателя (9) в конце каждой эпохи обучения. При этом кривая 1 характеризует среднюю ошибку всех выходов сети по всему набору обучающих примеров. Кривая 2 – среднюю ошибку всех выходов сети для тестовой выборки примеров, не используемых в обучении. Кривая 3 соответствует индикатору переобучения нейронной сети (процесс обучения может быть остановлен при условии монотонного роста кривой 3 на протяжении нескольких эпох). Процесс обучения занял 5 минут 17 секунд.

На рисунке 4 представлена соответствующая предлагаемому методу поверхность дисперсий оценок угловых координат от истинных значений, полученных при ОСШ комплексных сигналов моноимпульсной группы лучей, равном 12,2 дБ. Обозначения на данной фигуре соответствуют введенным ранее на рисунке 1. При этом $\sigma_A^2 \approx 3 \cdot 10^{-7}$, $\sigma_B^2 \approx 1 \cdot 10^{-7}$. Это позволяет заключить, что предлагаемый метод позволил снизить величину дисперсии измерения угловых координат более, чем на порядок.

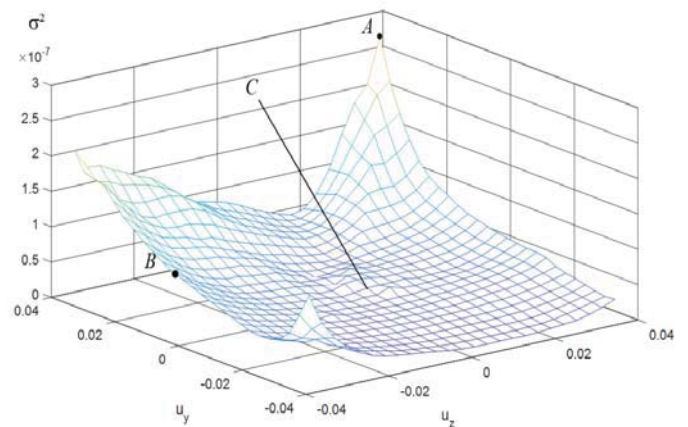


Рис. 4. Поверхность дисперсий ошибок измерения угловых координат моноимпульсным методом в прямоугольной пространственной области

При реализации моноимпульсного метода для рассматриваемой прямоугольной области пространства направляющих косинусов, если руководствоваться правилом «трех сигм», в точке *A* на рисунке 1 угловая ошибка достигает значения $0,48^\circ$, а в точке *B* – $0,3^\circ$. При реализации предлагаемого метода во всей рассматриваемой области пространства направляющих косинусов величина ошибки не превышает значения $0,094^\circ$. Это доказывает повышение точности измерений при его использовании.

Чтобы ограничить рост угловой ошибки при смещении цели в двух плоскостях в моноимпульсных системах выполняют измерения угловых координат в области пространства, соответствующей центральному или суммарному лучу моноимпульсной группы. При этом площадь пространства, в которой производятся измерения уменьшается. Предлагаемый метод позволяет рассматривать прямоугольную область измерений, при чем величина угловой ошибки меньше, а область измерений расширяется примерно в 1,3 раза.

Поскольку полученные оценки соответствуют одной из возможных реализаций шума, в таблице 1 приведены несколько значений средних дисперсий по всей области измерений для известного и предлагаемого методов определения направления на цель. Из анализа данных таблицы 1 следует вывод о преимуществе предлагаемого метода по сравнению с известным.

Таблица 1

Средние дисперсии оценок измерения координат при различном ОСШ

Метод измерений	ОСШ, дБ			
	7,5	8,8	12,2	13,9
Обычный пеленгатор	3,56e-6	3,32e-6	2,65e-6	2,62e-6
Предлагаемый метод	3,11e-6	2,71e-6	2,08e-6	1,75e-6

5. Заключение

Таким образом, предложенный метод пеленгации отличается от известного применением нейронных сетей и не требует формирования пеленгационной характеристики для решения задачи определения угловых координат.

Полученные результаты показывают, что предлагаемый метод позволяет расширить пространственную область оценки угловых координат по сравнению с обычным способом примерно в 1,3 раза, что может оказать существенное значение для сокращения времени обзора пространства.

Дисперсия ошибки измерения угловых координат предлагаемым методом в отличие от известного равномерно распределена во всей пространственной области и зависит от уровня шума на входе устройства обработки. В связи с этим можно использовать предлагаемый метод в тандеме с классическим методом пеленгации. При этом реализация нейронной сети возможна с применением технологии программируемых логических интегральных схем.

Литература

1. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2015. 680 с.
2. Коростелев А.А., Клюев Н.Ф., Мельник Ю.А. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
3. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.
4. Ратынский М.В., Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / Под ред. В.И. Порсева. М.: Радиотехника, 2019. 160 с.
5. Вендик О.Г. Парнес В.М. Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию) / Под ред. Л.Д. Бахраха. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. 232 с.
6. Патент РФ № 2225990. Способ обработки сигналов при двухканальной амплитудной пеленгации / Автисьянц В.А., Горовой А.В., Ларионов Б.А., Музыченко Н.Ю., Фоминченко Г.Л. МПК G01S 3/14. Оpubл. 20.03.2003.
7. Патент РФ № 2615491. Способ одновременного измерения двух угловых координат цели в обзорной амплитудной моноимпульсной радиолокационной системе с антенной решеткой и цифровой обработкой сигнала / Джиоев А.Л., Омельчук И.С., Яковленко В.В. МПК G01S 13/44, G01S 3/14. Оpubл. 05.04.2017.
8. Николенко С.И., Кадурич А.А., Архангельская Е.О. Глубокое обучение. С-Пб.: Питер, 2018. 480 с.
9. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация. М.: Мир, 1985. 509 с.
10. Ратынский М.В., Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / Под ред. В.И. Порсева. М.: Радиотехника, 2019. С. 18.

METHOD FOR DETERMINING THE TARGET DIRECTION OF A DIGITAL ANTENNA GRID OF A MONOPULSE RADAR STATION

Nikolay V. Shatskiy, Mints Radio-Technical Institute (RTI), Moscow, Russia, nshatsky@rti-mints.ru

Nikolay A. Hodataev, Mints Radio-Technical Institute (RTI), Moscow, Russia, nkhodataev@krtis.ru

Abstract

On the basis of the analysis of the errors of the monopulse method of direction finding of the target of a radar station with a digital antenna array, a group of errors associated with fluctuations of the equisignal direction when scanning the beam of the antenna system, as well as with the non-identical shape of the generated beams of the monopulse group, was separated into a special cluster. This circumstance is especially critical for large-aperture radars with phased array with electric scanning, where the number of formed receiving beams is significant, in addition, the coordinates of the target usually do not coincide with the coordinate planes along which the coordinates are measured. The nonlinearity of this problem requires unique approaches and solutions. The classical formulation of the problem is associated with obtaining an estimate of the radiation vector of the entire antenna array from the known measured vector of complex signals at the output of the antenna array at a fixed time. To solve this problem and determine the decision rule, a neural network approach was used, while the neural network was trained according to the criterion of the minimum of the selected objective function. The substantiation of increasing the accuracy of measurements of angular coordinates in monopulse systems with scanning digital phased antenna arrays based on the use of neural networks in the process of radar data processing without the formation of direction finding characteristics is given. The results of modeling the characteristics of the antenna array (using the example of a flat antenna array with a dimension of 30 by 30 emitters) under the conditions adopted in the model of the antenna array of assumptions when implementing the classical and original methods are shown using examples of the surfaces of the variances of errors in measuring angular coordinates by the monopulse method in a rectangular spatial domain, which showed reduction of error and expansion of the measurement area. In the future, the practical implementation of this approach is assumed using FPGA in the receiving paths of the frequency-dependent part of the radio direction finder.

Keywords: monopulse DF methods, neural networks, radio beam deflection, DF characteristic angular target coordinates, the gradient method, the coordinate system of observation.

References

1. Handbook on radar / Ed. M.I. Skolnik. Per. from English Ed. V.S. Willows. In 2 books. Book 2. Moscow: Technosphere, 2015. 680 p. (In Russian)
2. A.A. Korostelev, N.F. Klyuev, Yu.A. Melnik (1978). Theoretical Foundations of Radar / Ed. V.E. Dulevich. Moscow: Sov. radio. 608 p. (In Russian)
3. A.I. Leonov, K.I. Fomichev (1984). Monopulse radar. Moscow: Radio and communication. 312 p. (In Russian)
4. M.V. Ratynsky, V.I. Porsev (2019). Monopulse direction finding in radar with digital phased array / Ed. IN AND. Porseva. Moscow: Radiotekhnika, 160 p. (In Russian)
5. O.G. Vendik, V.M. Parnes (2002). Antennas with electrical scanning (introduction to theory) / Ed. L. D. Bahrakha. Moscow: SAYNS-PRESS. 232 p. (In Russian)
6. Patent No. 2225990. Method for processing signals with two-channel amplitude direction finding / Avetisyants V.A., Gorovoy A.V., Larionov B.A., Muzychenko N.Yu., Fominchenko G.L. IPC G01S 3/14. Publ. 03/20/2003 (In Russian)
7. Patent No. 2615491. Method of simultaneous measurement of two angular coordinates of a target in a survey amplitude monopulse radar system with an antenna array and digital signal processing / Dzhioev A.L., Omelchuk I.S., Yakovlenko V.V. IPC G01S 13/44, G01S 3/14. Publ. 04/05/2017 Russian)
8. S.I. Nikolenko, A.A. Kadurin E.O. Arkhangelskaya (2018). Deep Learning. St. Petersburg. 480 p. (In Russian)
9. F. Gill, W. Murray, M. Wright (1985). Practical optimization. Moscow: Mir. 509 p. (In Russian)
10. M.V. Ratynsky, V.I. Porsev (2019). Monopulse direction finding in radar with digital phased array. Moscow: Radiotekhnika. P. 18 (In Russian)