



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36>

УДК 621.396

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РАДИОЛОКАТОРОМ С АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА БАЗЕ ПОДРЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

И. А. ДУБОВИК¹, С. В. КОЗЛОВ², И. А. ЗАЙЦЕВ², П. Д. КРИВИЦКИЙ²

¹Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Рассмотрены варианты измерителя угловых координат отраженного сигнала с использованием искусственных нейронных сетей для радиолокатора с перестройкой частоты на базе антенной решетки с подрешетками с формированием суммарного и разностных каналов и сетки адаптированных приемных каналов вблизи направления наблюдения. Разработана модель амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов при перестройке частоты и угловом сканировании. Предложены варианты архитектуры нейронных сетей на базе многослойного персептрона для случая создания суммарно-разностных каналов и комплексированной сверточной нейронной сети и многослойного персептрона при формировании сетки адаптированных приемных каналов. На основе моделирования показано, что предлагаемые архитектуры обеспечивают практически полное устранение ошибок оценивания угловых координат, связанных с наличием амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов при близкой к потенциально достижимой точности оценивания.

Ключевые слова: антенная решетка, корреляционная матрица, сверточная нейронная сеть, многослойный персептрон, пеленгатор, пространственная компенсация помех, подрешетка.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Оценивание угловых координат радиолокатором с антенной решеткой на базе подрешеток с использованием искусственных нейронных сетей / И. А. Дубовик [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 25–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36>.

ESTIMATING ANGULAR COORDINATES OF A SUBARRAY RADAR USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

ILYA DUBOVIK¹, SERGEY KOZLOV², ILYA ZAITSEV², PAVEL KRIVITSKY²

¹Military Academy of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. This paper examines variants of a reflected signal angular coordinate meter using artificial neural networks for a frequency-agile radar based on an antenna array with subarrays, generating sum and difference channels, and an array of adapted receiving channels near the observation direction. A model of amplitude-phase-frequency non-identities of receiving channels during frequency agility and angular scanning is developed. Neural network architectures are proposed based on a multilayer perceptron for the case of creating sum-and-difference channels and a complex convolutional neural network and a multilayer perceptron for generating an array of adapted receiving channels. Modeling shows that the proposed architectures ensure the almost complete elimination of angular coordinate estimation errors associated with the presence of amplitude-phase-frequency non-identities of receiving channels, with an estimation accuracy close to the potentially achievable one.

Keywords: antenna array, correlation matrix, convolutional neural network, multilayer perceptron, direction finder, spatial interference compensation, subarray.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Dubovik I., Kozlov S., Zaitsev I., Krivitsky P. (2026) Estimating Angular Coordinates of a Subarray Radar Using Artificial Neural Networks. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 25–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36> (in Russian).

Введение

В настоящее время возрастает интерес к использованию искусственных нейронных сетей (ИНС) при обработке радиолокационной информации, в том числе при оценивании угловых координат (УК) радиолокационных целей [1–6]. Для достижения высокой помехоустойчивости радиолокационных измерителей УК необходимо внедрять многоканальные приемные системы с разделением апертуры антенной решетки (АР) на подрешетки и оптимальные алгоритмы обработки принимаемых сигналов с реализацией методов цифрового диаграммообразования (ЦДО), обнаружения и измерения координат [7–14], в том числе с реализацией пространственной компенсации помех, воздействующих по боковым лепесткам и скатам главного лепестка (ГЛ) диаграмм направленности (ДН) основных каналов измерителя.

К специфике измерения УК в отличие, например, от измерения дальности и скорости радиолокационной цели, относятся объективные трудности в формировании опорного сигнала, т. е. эталонного распределения амплитуд и фаз принимаемого сигнала на выходах приемных каналов или распределения амплитуды выходных сигналов системы обработки при физическом или виртуальном сканировании заданной угловой области при заданных УК радиолокационной цели. Это определяется зависимостью ДН подрешеток от направления наблюдения, влиянием местных предметов, изменениями импеданса подрешеток при угловом сканировании, вплоть до полного «ослепления» АР, нестабильностями коэффициентов передачи приемных трактов, дискретностью фазовращателей и аттенуаторов антенных элементов АР, разбросом их характеристик и т. д. Ситуация еще более осложняется при использовании в радиолокаторе перестройки частоты для защиты от естественных и преднамеренных помех. Для получения опорного сигнала с требуемым качеством используют трудоемкую, длительную и дорогостоящую калибровку приемных каналов и соответствующие поправочные таблицы. Однако и в этом случае опорный сигнал из-за остаточных ошибок будет отличаться от принимаемого.

Второй фактор, резко ограничивающий возможности по точному измерению УК, особенно в условиях помех, связан с высокой вычислительной сложностью алгоритмов измерения УК. Чаще всего реализация оптимальных алгоритмов обработки в случае угловых измерений при существующих ограничениях невозможна.

Указанные факторы определяют актуальность использования ИНС в качестве устройств измерения УК. Нейросетевые алгоритмы обработки сигналов обладают способностью к выявлению скрытых закономерностей и естественным вычислительным параллелизмом. Об актуальности данного направления свидетельствует большое число публикаций, в которых рассмотрены некоторые варианты использования ИНС в качестве измерителей УК и различные архитектуры ИНС [1–7]. Обсуждаются вопросы применения ИНС как с действительными и комплексными входными сигналами и весовыми коэффициентами, так и с линейными функциями активации для предварительного цифрового диаграммообразования [7] и т. д. Общий подход заключается в использовании ИНС как устройства для универсальной аппроксимации результатов обработки. Вместе с тем в имеющихся публикациях в полной мере не установлены взаимосвязи оптимальных алгоритмов обработки сигналов и измерения координат в АР с подрешетками с возможными архитектурами ИНС, отсутствуют исследования по влиянию погрешностей реализации многоканальной приемной системы на достижимые характеристики измерения УК в радиолокаторе с подрешетками.

Цель исследований – обоснование архитектур ИНС-измерителей УК для радиолокатора на базе АР с подрешетками во взаимосвязи со статистически оптимальными алгоритмами при наличии погрешностей в реализации и исследование эффективности предлагаемых решений.

Классические алгоритмы моноимпульсного пеленгования и анализ возможности их реализации с использованием искусственных нейронных сетей

Классический амплитудный суммарно-разностный пеленгатор

Наиболее распространенный алгоритм функционирования амплитудного суммарно-разностного пеленгатора [7, 9] предполагает формирование сигналов суммарного \dot{Y}_Σ и разност-

ных $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$, $\dot{Y}_{\Delta\beta}$ каналов по азимуту и углу места на выходе тракта первичной обработки радиолокатора (устройств внутрипериодной и междупериодной обработки) с формированием в момент времени $t = t_r$, соответствующий времени задержки t_r отраженного сигнала, оценок УК вида:

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu_\alpha} \frac{\operatorname{Re}\{\dot{Y}_\Sigma(t)Y_{\Delta\alpha}^*(t)\}}{|\dot{Y}_\Sigma(t)|^2} \Bigg|_{t=t_r}; \quad \hat{\beta} = \frac{1}{\mu_\beta} \frac{\operatorname{Re}\{\dot{Y}_\Sigma(t)Y_{\Delta\beta}^*(t)\}}{|\dot{Y}_\Sigma(t)|^2} \Bigg|_{t=t_r}, \quad (1)$$

где $\mu_{\alpha(\beta)}$ – крутизна дискриминационной характеристики по соответствующей координате.

Для антенной решетки на базе подрешетки сигналы суммарных и разностных каналов могут быть сформированы в виде

$$\dot{Y}_\Sigma(t) = V\{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{y}(t)\}; \quad \dot{Y}_{\Delta\alpha}(t) = V\{\mathbf{w}_{\Delta\alpha}^H \mathbf{y}(t)\}; \quad \dot{Y}_{\Delta\beta}(t) = V\{\mathbf{w}_{\Delta\beta}^H \mathbf{y}(t)\}, \quad (2)$$

где V – оператор, отражающий накопление сигналов в устройствах внутрипериодной и междупериодной обработки радиолокатора; $\mathbf{y}(t) = (\dot{Y}_1(t), \dots, \dot{Y}_L(t))^T$ – вектор выходных сигналов $l = \overline{1, L}$ подрешеток АР; H – знак эрмитового сопряжения; \mathbf{w}_Σ , $\mathbf{w}_{\Delta\alpha}$, $\mathbf{w}_{\Delta\beta}$ – векторы весовых коэффициентов (ВВК) сигналов суммарного, разностного по азимуту и углу места каналов (далее – основных моноимпульсных приемных каналов), определяемые выражениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_\Sigma &= \sum_{n=1}^4 b_n^\Sigma \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\Sigma = (1, 1, 1, 1)^T; \\ \mathbf{w}_{\Delta\alpha} &= \sum_{n=1}^4 b_n^\alpha \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\alpha = (1, -1, -1, 1)^T; \\ \mathbf{w}_{\Delta\beta} &= \sum_{n=1}^4 b_n^\beta \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\beta = (1, 1, -1, -1)^T; \end{aligned} \quad (3)$$

$\mathbf{f}(\alpha, \beta) = (\dot{F}_1(\alpha, \beta), \dots, \dot{F}_L(\alpha, \beta), \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$ – вектор ДН подрешеток; α_{ph}, β_{ph} – направление наблюдения (направление фазирования подрешеток); γ – относительный сдвиг ДН парциальных каналов; $\Delta\alpha, \Delta\beta$ – ширина главного лепестка ДН суммарного канала по азимуту и углу места; f_0 – несущая частота.

Как следует из (3), вектор ДН подрешеток, ВВК основных моноимпульсных приемных каналов, а также формируемая оценка $(\hat{\alpha}, \hat{\beta})$ УК зависят от направления наблюдения и несущей частоты. Обозначим вектор условий наблюдения как $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$. После получения оценок азимута и угла места согласно (1) их корректируют по правилу:

$$\tilde{\alpha} = \hat{\alpha} + \delta\alpha(\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \mathbf{p}); \quad \tilde{\beta} = \hat{\beta} + \delta\beta(\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \mathbf{p}), \quad (4)$$

где $\delta\alpha(\hat{\alpha}, \mathbf{p})$, $\delta\beta(\hat{\beta}, \mathbf{p})$ – калибровочная функция (на практике – поправочная таблица).

Реализация введения поправок согласно (4) технически требует запоминания поправочных таблиц, получаемых на этапе измерений характеристик радиолокатора, например, в безэховой камере или на радиотехническом полигоне с использованием «обноса» эталонного источника отраженного сигнала в заданном угловом секторе при всех значениях направлений наблюдения и несущих частот. Анализ (1)–(4) применительно к классическому суммарно-разностному алгоритму без компенсации помех показывает, что входными сигналами ИНС должны являться сигналы суммарного \dot{Y}_Σ и разностных $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$, $\dot{Y}_{\Delta\beta}$ каналов, а также параметры $\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0$ условий наблюдения. При этом целесообразны следующие нормировки в части сигналов:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\Delta\alpha}^H &= \frac{\dot{Y}_{\Delta\alpha}}{\dot{Y}_\Sigma} = |\dot{Y}_{\Delta\alpha}^H| e^{j2\pi\psi_{\Delta\alpha}^H}; \quad \psi_{\Delta\alpha}^H = \frac{\arg \dot{Y}_{\Delta\alpha}^H}{2\pi}; \\ \dot{Y}_{\Delta\beta}^H &= \frac{\dot{Y}_{\Delta\beta}}{\dot{Y}_\Sigma} = |\dot{Y}_{\Delta\beta}^H| e^{j2\pi\psi_{\Delta\beta}^H}; \quad \psi_{\Delta\beta}^H = \frac{\arg \dot{Y}_{\Delta\beta}^H}{2\pi}. \end{aligned} \quad (5)$$

Значение $0 \leq \psi_{\Delta\alpha(\beta)}^H \leq 1$, и в случае наличия отраженного сигнала при практически важных отношениях сигнал/шум $\text{SNR} \gg 1$ с высокой вероятностью будем иметь $|\dot{Y}_{\Delta\alpha(\beta)}^H| < 1$.

Такая нормировка позволяет исключить \dot{Y}_Σ из числа входных сигналов и ограничиться нормированными амплитудами и фазами сигналов разностных каналов.

Для условия наблюдения $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$ целесообразно также выполнить нормировку к диапазону $[0; 1]$ следующим образом:

$$\alpha_{ph}^H = \frac{\alpha_{ph} - \alpha_{\min}}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}; \quad \beta_{ph}^H = \frac{\beta_{ph} - \beta_{\min}}{\beta_{\max} - \beta_{\min}}; \quad f_0^H = \frac{f_0 - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}}, \quad (6)$$

где $\alpha_{\max}, \beta_{\max}, \alpha_{\min}, \beta_{\min}$ – максимальный и минимальный углы наблюдения по азимуту (углу места) соответственно; f_{\max}, f_{\min} – максимальная и минимальная несущие частоты.

При нормировках (5) и (6) все входные величины, за исключением амплитуд сигналов разностных каналов, изменяются от 0 до 1. Таким образом, ИНС-измеритель УК для суммарно-разностной схемы должен иметь семь действительных входных сигналов. В качестве ожидаемых выходных сигналов ИНС использовали абсолютные (в радианах) угловые отклонения $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ отраженного сигнала от направления наблюдения, вычисляемые согласно выражениям:

$$\varepsilon_\alpha = \alpha - \alpha_{ph}; \quad \varepsilon_\beta = \beta - \beta_{ph}, \quad (7)$$

где α, β – истинные значения азимута и угла места полезного сигнала.

При типовых значениях ширины ГЛ ДН АР радиолокатора по азимуту и углу места (1° – 10°) абсолютное значение величин $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ будет заведомо меньше единицы. Следует отметить, что операция (4) введения поправочных коэффициентов реализуется на этапе обучения ИНС.

Пеленгатор с виртуальным сканированием заданной пространственной области

В данном случае измерение угловых координат может проводиться с предварительной компенсацией помех, либо без компенсации. При использовании адаптивной пространственной компенсации помех вычисление оценок угловых координат выполняется путем решения оптимизационной задачи вида [7, 10]

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}, \hat{\beta} &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \frac{|V\{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2}{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\hat{\Phi}\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})} = \\ &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \frac{|V\{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}} = \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} |V\{\mathbf{w}_H^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – оценка мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов приемных каналов для заданного направления и условий наблюдения, $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\hat{\Phi}\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$; $\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – оптимальный по критерию максимума отношения сигнал/помеха + шум ВВК для приема отраженного сигнала с углового направления (α, β) и условий наблюдения \mathbf{p} , определяемый по формуле:

$$\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \hat{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}); \quad (9)$$

$\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов (подрешеток) радиолокатора; $\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – нормированный ВВК, определяемый по формуле:

$$\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\hat{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}}. \quad (10)$$

Задача (8) может быть решена численно, например, градиентным методом или методом Ньютона, а основным проблемным вопросом (8) являются высокие вычислительные затраты.

Для алгоритма пеленгования без компенсации помех полагали $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}^{-1} = \mathbf{I}$, $\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ и

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} = \arg \max_{\alpha, \beta} \frac{|\mathbf{f}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|^2} = \arg \max_{\alpha, \beta} |\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2, \quad (11)$$

где

$$\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|}, \quad (12)$$

то есть алгоритм, полностью аналогичный (8) и отличающийся вычислением нормированного ВВК. Для упрощения при записи в (11) опущены зависимость от времени и оператор V .

Согласно (8) или (11), осуществлялось виртуальное сканирование заданной области пространства (в пределах ГЛ ДН антенны на передачу) с вычислением решающей статистики вида $Z(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = |\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2$ векторами (9) или (12) с последующим нахождением аргумента максимума в угловой заданной области. Для более сложного, в сравнении с (11), алгоритма (8) возможны две стратегии его реализации на ИНС:

1) на вход ИНС подаются нормированная КМ процессов на выходах приемных каналов и нормированные выходные сигналы подрешеток, а операции, входящие в (8), реализуются опосредованно при обучении ИНС; данный вариант рассматривался применительно к малоэлементному пеленгатору на базе квадрантной АР в [4];

2) на вход ИНС подаются величины $Z_{i,j} = Z(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = |\mathbf{w}_H^H(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2$ – выходные сигналы схемы ЦДО с заданной дискретностью $\delta\alpha, \delta\beta$ по азимуту и углу места в окрестности в пределах ширины ГЛ ДН антенны на передачу от направлений α_{ph} и β_{ph} наблюдения:

$$\alpha_i = \alpha_{ph} + \delta\alpha \left(i + \frac{J_\alpha + 1}{2} \right), \quad i = \overline{1, J_\alpha}; \quad \delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{J_\alpha - 1};$$

$$\beta_j = \beta_{ph} + \delta\beta \left(j + \frac{J_\beta + 1}{2} \right), \quad j = \overline{1, J_\beta}; \quad \delta\beta = \frac{\Delta\beta}{J_\beta - 1},$$

где J_α, J_β – размер сетки по азимуту и углу места.

Этот подход аналогичен предложенному в [6], но с учетом нормировки выходного сигнала к оценке мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов и, кроме того, целесообразна нормировка входных сигналов ИНС к $[0; 1]$ вида $Z_{i,j} = \frac{Z_{i,j}}{\max Z_{i,j}}$.

Иллюстрация формирования сигналов приемных каналов для ИНС приведена на рис. 1. Темными точками показаны узлы сетки для направлений фокусировки АР относительно заданного направления фазирования подрешеток, ромбом – положения источника полезного сигнала, а прямоугольниками справа – значения выходных сигналов «сетки» указанных приемных каналов. Грубая оценка УК – это узел сетки с максимальным значением выходного сигнала. Точная оценка может быть получена аппроксимацией выходных сигналов связки приемных каналов параболоидом и нахождением его вершины численными методами оптимизации, например, градиентным методом. Снизу и слева от основной системы координат показаны ДН суммарного и разностных каналов для классического амплитудного суммарно-разностного пеленгатора.

Следует отметить, что случай формирования суммарно-разностных каналов фактически соответствует случаю формирования четырех парциальных каналов аналогично (8) или (11) с последующим переходом к суммарному и двум разностным каналам.

Пусть число подрешеток в АР составляет L , тогда в первой стратегии реализации ИНС для представления верхнего треугольника (с учетом эрмитовости) КМ необходимо $\frac{L(L+1)}{2}$ значений, из которых L элементов действительные (главная диагональ), а $\frac{L(L+1)}{2} - L = \frac{L^2 - L}{2}$ элементов – комплексные. При переходе к действительным элементам, например, модулю и фазе, как в [4], получим L^2 действительных входных сигналов в части представления КМ. Для выходных сигналов подрешеток в квадратурном представлении необходимо $2L$ элементов. То есть общее число входных сигналов ИНС составит $L_{HC} = L^2 + 2L$, и для типовых случаев $L = 4$ (квадрантная решетка) и $L = 16$ (по четыре подрешетки по азимуту и углу места) получим для первой стратегии $L_{HC} = 24$ и $L_{HC} = 288$.

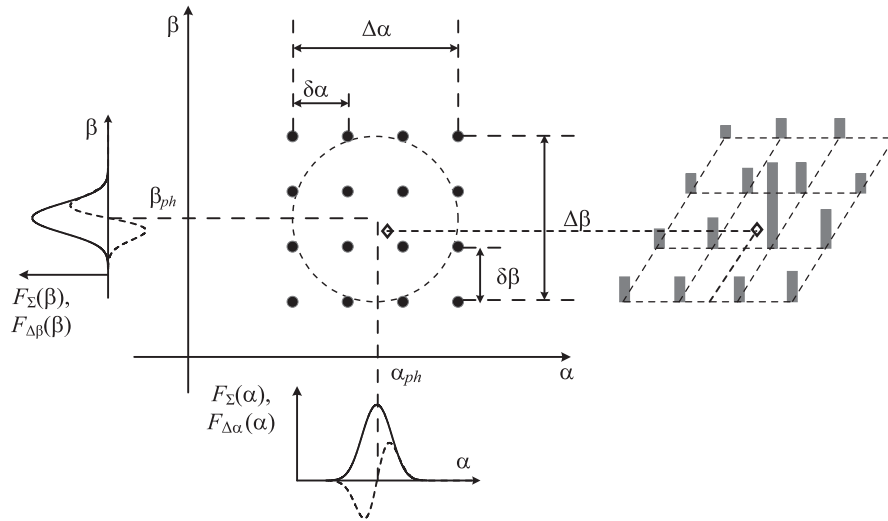


Рис. 1. Формирование сигналов приемных каналов для искусственной нейронной сети
Fig. 1. Formation of receiving channel signals for an artificial neural network

Для второй стратегии число входных сигналов ИНС-измерителя УК требует обоснования с использованием моделирования, но, опираясь на результаты [6, 14], предварительно можно выбрать от $L_{nc} = 4$ для беспомеховых условий до $L_{nc} = 16-36$ для условий помех. Таким образом, вторая стратегия обладает явным преимуществом по числу входных сигналов ИНС. Первая стратегия может быть использована при небольшом числе подрешеток.

Следует отметить, что возможным вариантом измерителя УК с компенсацией помех является предложенный в [15], предполагающий введение ограничений на значение ДН адаптированных суммарного и разностных каналов согласно алгоритму Фроста с использованием единой системы ограничений в каналах. Этот вариант объединяет возможность компенсации помех с прямоотсчетным измерением УК согласно (1).

Структурная схема радиолокатора с предварительным ЦДО и ИНС-измерителем УК приведена на рис. 2.

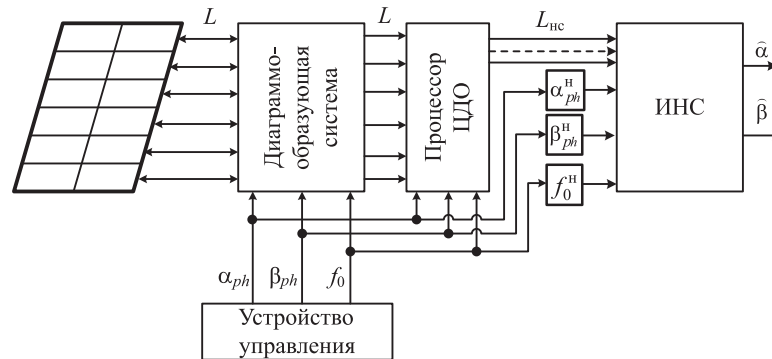


Рис. 2. Структурная схема радиолокатора с цифровой диаграммообразующей системой и искусственной нейронной сетью в качестве измерителя угловых координат

Fig. 2. Block diagram of a radar with a digital beamforming system and an artificial neural network as an angular coordinate meter

Схема на рис. 2 является универсальной для классического пеленгатора с суммарно-разностной обработкой (выходные сигналы процессора ЦДО – две нормированные амплитуды разностных каналов и две фазы) и для амплитудного пеленгатора с «виртуальным» сканированием (нормированные выходные сигналы результатов ЦДО – сетки из 4–36 лучей). Отметим, что существенная часть погрешностей при выполнении ЦДО будет связана с ошибками в задании направляющих векторов в (9) и (12), т. е. с различием значений, подставляемых в (9), (12), и истинных значений ДН приемных каналов совместно с коэффициентом передачи всего приемного тракта и тракта обработки при приеме сигналов и формировании оценки КМ процессов на выходах приемных каналов. Эти различия будут приводить к смещению максимумов в (8),

(11), что требует использования поправочных таблиц согласно (4). Одно из преимуществ применения ИНС в качестве измерителя УК заключается в «запоминании» поправочных таблиц в весовых коэффициентах ИНС в процессе обучения.

Модель амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов

При функционировании радиолокатора имеют место амплитудно-фазочастотные неидентичности (АФЧН) реальных приемных каналов радиолокатора и «модельных» приемных каналов, которые используются при обработке сигналов (ЦДО) согласно (3), (8)–(12). Амплитудно-фазовые различия между реальными и модельными приемными каналами приводят к негативным последствиям при измерении УК: смещениям нулей дискриминационной характеристики при обработке в суммарно-разностной схеме, смещению максимума для пеленгатора с виртуальным сканированием, уменьшению эффективности когерентного накопления в пространственной области и т. д. Для уменьшения неидентичностей используют калибровку приемных каналов, суть которой заключается в измерении характеристик реальных приемных каналов и их записи в качестве «модельных» в (3), (9) или (12). Однако из-за неизбежных ошибок свести АФЧН к нулю не представляется возможным.

АФЧН удобно разделить на две составляющие: АФЧН-РТ радиотрактов приемных каналов (подрешеток), определяемые только несущей частотой, и АФЧН-АР ДН подрешеток АР, возникающие в процессе углового сканирования из-за различий характеристик фазовращателей и аттенуаторов, разных условий согласования для подрешеток и т. д.

Анализ характеристик приемных трактов до аналого-цифрового преобразователя (устройств согласования, усилителей высоких частот, смесителей, усилителей промежуточных частот, квадратурных демодуляторов) радиолокаторов с перестройкой частоты свидетельствует об их значительной «изрезанности» в рабочем диапазоне частот. В первом приближении нормированные амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики радиотрактов приемных каналов могут быть заданы моделью вида

$$\dot{K}(f_0, n) = (1 + \xi_A(f_0, n)) e^{j\xi_\varphi(f_0, n)}, \quad (13)$$

где $\xi_A(f_0, n)$, $\xi_\varphi(f_0, n)$ – независимые для каждой рабочей частоты f_0 и номера n приемного тракта (подрешетки) центрированные нормально распределенные случайные числа со среднеквадратичными отклонениями по амплитуде $\sigma_A \ll 1$ и по фазе $\sigma_\varphi = 0^\circ\text{--}30^\circ$.

АФЧН-АР ДН подрешеток при угловом сканировании моделировались в виде

$$\dot{F}(f_0, n, n_\alpha, n_\beta) = (1 + \vartheta_A(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)) e^{j\vartheta_\varphi(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)}, \quad (14)$$

где $\vartheta_A(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)$, $\vartheta_\varphi(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)$ – независимые для каждой рабочей частоты f_0 , номера n подрешетки и номеров n_α , n_β направлений наблюдения по азимуту и углу места центрированные нормально распределенные случайные числа со среднеквадратичными значениями по амплитуде $\sigma_A \ll 1 = 0,1$ и $\sigma_\varphi = 0^\circ\text{--}60^\circ$.

Результирующие АФЧН при угловом сканировании и перестройке частоты определяются произведением (13) и (14).

Выбор архитектур искусственных нейронных сетей для измерения угловых координат

Вариант пеленгатора на базе ИНС с формированием суммарно-разностных каналов не содержит в явном виде пространственных данных, поэтому для обработки был использован многослойный перцептрон (multilayer perceptron, MLP) с действительными входными сигналами. Входной слой имеет семь нейронов, из которых четыре – нормированные амплитуды и фазы сигналов двух разностных каналов, три – нормированные параметры условий наблюдения. Число скрытых слоев и число нейронов в них определяются требуемым объемом «запоминаемой» информации и должны рассчитываться экспериментально. Для предлагаемых параметров радиолокатора число скрытых слоев составляло три, в первом слое использовалось $K = 256$ нейронов, функции активации в нейронах скрытых слоев – ReLU (Rectified Linear Unit), число нейронов уменьшалось от слоя к слою в два раза. Выходной слой – линейный с двумя нейронами (оценка азимута и угла места цели).

Вариант пеленгатора с формированием сетки приемных каналов в явном виде содержит пространственные данные, поэтому была использована комбинированная ИНС, включающая сверточную нейронную сеть (convolutional neural network, CNN) и MLP. Входные сигналы CNN – квадраты модулей выходных сигналов адаптированных приемных каналов. CNN включает два слоя свертки и слой признаков, выход которого объединяется с входными сигналами условий наблюдения и подается на входной слой MLP (два скрытых слоя, активация ReLU, линейный выходной слой). Архитектура ИНС-измерителей УК приведена на рис. 3 в виде фрагмента кода PyTorch.

```
# Многослойный перцептрон
K=256
class DeepMLP(nn.Module):
    def __init__(self, input_dim):
        super(DeepMLP, self).__init__()
        self.net = nn.Sequential(
            nn.Linear(input_dim, K),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K, K // 2),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 2, K // 4),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 4, K // 8),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 8, 2))
    def forward(self, x):
        return self.net(x)

# Сверточная сеть + многослойный перцептрон
Jaz, Jel=5, 5
class CNN_MLP(nn.Module):
    def __init__(self, Jaz, Jel):
        super(CNN_MLP, self).__init__()
        self.conv1=nn.Conv2d(1,16,3,padding=1)
        self.conv2=nn.Conv2d(16,32,3,padding=1)
        self.fc_cnn=nn.Linear(32*Jaz*Jel,128)
        self.fc_mlp1=nn.Linear(128+3,64)
        self.fc_mlp2=nn.Linear(64, 32)
        self.fc_out=nn.Linear(32, 2)
    def forward(self, x_img, x_aux):
        x=torch.relu(self.conv1(x_img))
        x=torch.relu(self.conv2(x))
        x=x.view(x.size(0), -1)
        x=torch.relu(self.fc_cnn(x))
        z= torch.cat([x, x_aux], dim=1)
        z = torch.relu(self.fc_mlp1(z))
        z = torch.relu(self.fc_mlp2(z))
        return self.fc_out(z)
```

Рис. 3. Архитектура искусственной нейронной сети в качестве измерителя угловых координат
Fig. 3. Artificial neural network architecture as an angular coordinate meter

Реализация искусственных нейронных сетей для измерения угловых координат

Формирование датасета. Для обучения ИНС формировались обучающие выборки (датасет) из 2^{18} элементов, из которых 1000 – тестовые. Формирование датасета проводилось с использованием модели радиолокатора при следующих параметрах:

- число подрешеток по азимуту и углу места 6 и 4 при числе элементов в подрешетке по азимуту и углу места также 6 и 4;
- средняя несущая частота 10 ГГц, диапазон рабочих частот 9,9–10,1 ГГц, шаг сетки частот 10 МГц (201 несущая частота);
- межэлементное расстояние соответствовало центральной частоте и составляло 1,5 см;
- сектор работы радиолокатора по азимуту $\pm 45^\circ$, по углу места 0° – 45° , сканирование осуществлялось со случайной перестройкой частоты в заданном диапазоне и с дискретностью, соответствующей ширине ГЛ ДН АР по соответствующей координате (для выбранных значений – $2,8^\circ$ по азимуту и $6,4^\circ$ по углу места);
- среднеквадратичные значения АФЧН принимались $\sigma_A = \nu_A = 0,1$ и $\sigma_\varphi = \nu_\varphi = 15^\circ$;
- угловое положение источника полезного сигнала – в пределах ширины ГЛ ДН АР от заданного направления наблюдения; отношение сигнал/шум в подрешетке при обучении составляло 50 дБ, при получении показателей точности – 0–20 дБ;
- вариант пеленгатора с формированием суммарного и разностных каналов моделировался в беспомеховых условиях, вариант с виртуальным сканированием и компенсацией помех – дополнительно при наличии единственной помехи с отношением помеха/шум в подрешетке SNR = 50 дБ и случайными угловыми координатами источника помех в пределах сектора сканирования радиолокатора.

ИНС-измерители УК были реализованы с использованием библиотеки PyTorch, число эпох обучения задавалось в пределах 3–10 тыс.

Показатели эффективности измерения угловых координат. С учетом того, что для ошибки амплитудного суммарно-разностного пеленгатора с нормировкой к мгновенному значению суммарного канала распределены по закону Стьюдента с числом степеней свободы $3/2$, для которого второго центрального момента не существует, для оценки точности пеленгования использовались межквартильный размах IQR и ширина функции распределения, в пределы которой попадает 90 % всех измерений, определяемые как:

$$IQR = q_{0,75} - q_{0,25}; \Delta_{0,9} = q_{0,95} - q_{0,05},$$

где q_p – квантиль функции распределения ошибки, соответствующий вероятности p , $q_p = \inf(x : F(x) \geq p)$.

Для нормального распределения $IQR = 1,35\sigma$, $\Delta_{0,9} = 2,56\sigma$.

В качестве потенциально достижимой точности пеленгации принималась нижняя граница Крамера – Рао для оценок максимального правдоподобия вида

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta}, |\hat{A}|, \hat{\varphi} = \arg \max_{\alpha, \beta, |A|, \varphi} \ln p(\alpha, \beta, |A|, \varphi / \mathbf{y}), \quad (15)$$

где $\ln p(\alpha, \beta, |A|, \varphi / \mathbf{y}) = -(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}))^H \Phi^{-1}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}))$ – логарифм функции правдоподобия при совместном оценивании угловых координат и комплексной амплитуды $\hat{A} = |\hat{A}|e^{j\varphi}$ полезного сигнала.

Среднеквадратичные ошибки оценивания азимута и угла места вычислялись с использованием информационной матрицы Фишера и усреднялись по всем направлениям наблюдения.

Результаты обучения искусственной нейронной сети и моделирования

Результаты моделирования и расчетов для различных отношений сигнал/шум и помеховых ситуаций приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты оценки точности
Table 1. Accuracy assessment results

Тип пеленгатора	SNR в подрешетке, дБ	m_e , град.	σ_e , град.	IQR , град.	$\Delta_{0,9}$, град.
Статистически оптимальный (граница Крамера – Рао)	50	0 / 0	0,001 / 0,002	0,0013 / 0,003	0,003 / 0,005
	20	0 / 0	0,029 / 0,059	0,039 / 0,080	0,077 / 0,156
	10	0 / 0	0,091 / 0,187	0,123 / 0,252	0,241 / 0,496
	0	0 / 0	0,289 / 0,590	0,390 / 0,080	0,796 / 1,563
Суммарно-разностный без поправочных таблиц	50	0,10 / -0,50	0,310 / 0,540	0,283 / 0,479	1,069 / 1,814
	20	0,10 / -0,51	0,310 / 0,540	0,295 / 0,502	1,059 / 1,807
	10	0,11 / -0,51	0,330 / 0,610	0,348 / 0,652	1,123 / 2,030
	0	0,11 / -0,50	0,450 / 1,010	0,601 / 1,230	1,474 / 3,121
MLP с использованием сигналов суммарно-разностных каналов	50	-0,01 / -0,02	0,020 / 0,022	0,024 / 0,026	0,062 / 0,068
	20	-0,01 / -0,01	0,081 / 0,131	0,072 / 0,128	0,205 / 0,341
	10	-0,02 / -0,02	0,216 / 0,528	0,218 / 0,430	0,661 / 1,313
	0	-0,06 / -0,16	0,499 / 1,175	0,594 / 1,312	1,590 / 3,754
С формированием оценок (8) градиентным методом без поправочных таблиц	50	-0,05 / 0,33	0,070 / 0,020	0,056 / 0,031	0,247 / 0,061
	20	-0,05 / 0,33	0,086 / 0,069	0,080 / 0,090	0,292 / 0,228
	10	-0,05 / 0,33	0,141 / 0,209	0,164 / 0,285	0,456 / 0,684
	0	-0,05 / 0,33	0,722 / 0,673	0,456 / 0,887	1,269 / 2,153
	20 + помеха	-0,05 / 0,31	0,352 / 0,541	0,363 / 0,672	1,011 / 1,736
CNN + MLP, сетка из 4 лучей	50	0,03 / 0,01	0,035 / 0,038	0,043 / 0,044	0,109 / 0,116
	20	0,03 / 0,01	0,055 / 0,088	0,074 / 0,104	0,181 / 0,287
	10	0,03 / 0,01	0,140 / 0,256	0,181 / 0,346	0,459 / 0,818
	0	0,03 / -0,04	0,407 / 0,727	0,543 / 0,980	1,345 / 2,207
	20 + помеха	0,04 / -0,01	0,260 / 0,437	0,231 / 0,397	0,642 / 1,127
CNN + MLP, сетка из 25 лучей	50	0,02 / -0,01	0,023 / 0,025	0,025 / 0,029	0,068 / 0,077
	20	0,02 / -0,01	0,042 / 0,069	0,054 / 0,084	0,135 / 0,229
	10	0,02 / -0,01	0,117 / 0,205	0,145 / 0,291	0,379 / 0,668
	0	0,01 / -0,05	0,379 / 0,635	0,474 / 0,801	1,261 / 2,050
	20 + помеха	0,02 / -0,04	0,277 / 0,481	0,320 / 0,532	0,873 / 1,446

Выборочные среднеквадратичные ошибки для суммарно-разностного пеленгатора приведены справочно. На рис. 4 изображены иллюстративные гистограммы ошибок для суммарно-разностной системы при SNR = 50 дБ без поправочных таблиц и на выходе обученной ИНС.

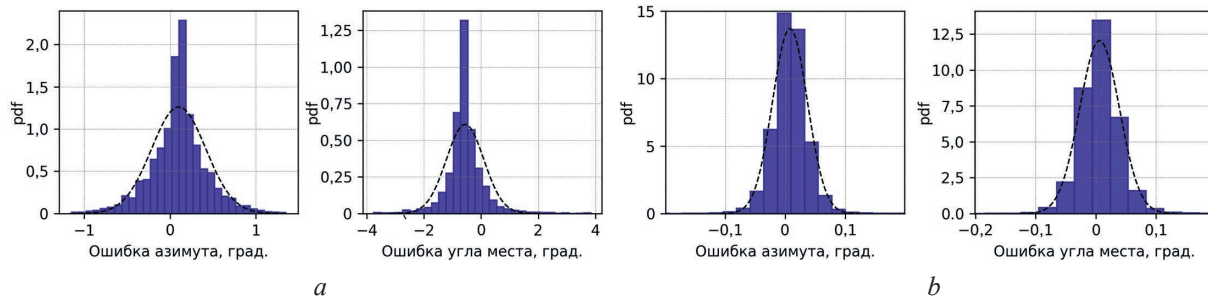


Рис. 4. Гистограммы ошибок для физической суммарно-разностной системы без поправочных таблиц (a) и на выходе обученной искусственной нейронной сети (b)

Fig. 4. Error histograms for a physical sum-difference system without correction tables (a) and at the output of a trained artificial neural network (b)

Результаты исследований и их обсуждение

Отмечены значительные смещения формируемых оценок для суммарно-разностного пеленгатора и пеленгатора с формированием измерений (8) градиентным методом при наличии АФЧН реальных и модельных приемных каналов. Так, для суммарно-разностного пеленгатора без поправок точность оценивания азимута и угла места в секторе сканирования слабо зависит от отношения сигнал/шум и определяется в основном смещением нулей разностных каналов по азимуту и углу места при угловом сканировании, а также за счет АФЧН реальных и модельных каналов. Пеленгатор с формированием измерений (8) также характеризуется заметным математическим ожиданием ошибок оценок, которые определяются исключительно АФЧН без влияния углового сканирования, а его точность в целом выше, чем у пеленгатора с суммарно-разностными каналами. Его недостатком является большое, порядка 25–30, число итераций при решении (8).

Минимальная среднеквадратичная ошибка (при предельно больших отношениях сигнал/шум) ИНС на базе MLP с использованием сигналов суммарно-разностных каналов составляла 0,4–0,7 % от ширины ГЛ ДН при практически полностью исключенных систематических ошибках. Влияние углового сканирования и АФЧН исключается за счет «запоминания» поправочных коэффициентов в весах MLP. Зависимость точности пеленгации от отношения – классическая, обратно пропорциональная квадратному корню из отношения сигнал/шум. Такая же минимальная среднеквадратичная ошибка, но на базе формирования сетки приемных каналов, составляла 0,5–1,3 % и 0,4–0,6 % от ширины ГЛ ДН при формировании сетки приемных каналов 2×2 и 5×5 соответственно. Проигрыш по точности для сетки 2×2 в сравнении с сеткой 5×5 составлял примерно 1,5 раза при существенном упрощении как устройства ЦДО, так и числа входных сигналов ИНС. Систематическая ошибка исключалась практически полностью при характерной для классического случая обратно пропорциональной зависимости среднеквадратичной ошибки от квадратного корня из отношения сигнал/шум.

ИНС с использованием выходных приемных каналов сетки обеспечивала устойчивое функционирование в условиях внешних помех. Так, в случае применения сетки 5×5 среднеквадратичная ошибка пеленгации по азимуту при отношении сигнал/шум в подрешетке 20 дБ и наличии одной помехи с отношением помеха/шум в подрешетке 50 дБ увеличивалась до 0,28° (10 % от ширины ГЛ) по сравнению с 0,042° при отсутствии помехи, т. е. примерно в шесть раз. Однако работоспособность пеленгатора при наличии подавляющей помехи сохранялась. Возрастание ошибок определяется как увеличением мощности взвешенных внутренних шумов приемных каналов при компенсации помехи и снижением эффективности когерентного накопления полезного сигнала в пространственной области, так и случаями воздействия помехи по скатам ГЛ ДН АР.

Заключение

1. Проведенные исследования позволили подтвердить гипотезу о возможности достижения близкой к потенциальной точности измерения угловых координат целей при типовых отношениях сигнал/шум с применением искусственной нейронной сети для радиолокатора с антенной решеткой на базе подрешеток при использовании перестройки частоты и углового сканирования в широком секторе. В этом случае компенсация амплитудно-фазочастотных неидентичностей ре-

альных и «модельных» каналов происходит при обучении искусственной нейронной сети за счет «запоминания» поправочных коэффициентов в ее весах.

2. Наилучшие результаты продемонстрировал вариант с предварительным формированием сигналов сетки адаптированных приемных каналов и использованием искусственной нейронной сети в виде комплексированной сверточной нейронной сети и многослойного персептрона.

3. Для дальнейших исследований интерес представляют разработка методики формирования датасета для обучения искусственной нейронной сети на базе реальных сигналов (измерений) и синтетических данных, а также экспериментальная проверка измерителя угловых координат с использованием искусственной нейронной сети.

Список литературы

1. Татузов, А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации / А. Л. Татузов. М.: Радиотехника, 2009.
2. Богословская, М. А. Применение нейронных сетей в задачах пеленгации радиолокационных целей / М. А. Богословская, К. Ю. Гаврилов // Фазотрон. 2007. № 3–4.
3. Морозова, Е. О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е. О. Морозова, П. Е. Овчинников, М. Ю. Семенова // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Серия «Радиофизика». 2013. № 6. С. 62–66.
4. Козлов, С. В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей / С. В. Козлов // Доклады БГУИР. 2018. № 5. С. 31–37.
5. Семенов, Л. М. Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети / Л. М. Семенов, Л. Б. Фридман // Ural Radio Engineering Journal. 2023. № 7. С. 291–303. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004.
6. Шацкий, Н. В. Нейросетевой метод оценки угловых координат радиолокационных целей в цифровой антенной решетке / Н. В. Шацкий // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 7. С. 4–13.
7. Ратынский, М. В. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / М. В. Ратынский, В. И. Порсев. М.: Радиотехника, 2019.
8. Григорьев, Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках / Л. Н. Григорьев. М.: Радиотехника, 2010.
9. Skolnik, M. I. Radar Handbook / M. I. Skolnik; 3rd ed. USA: McGraw-Hill, 2008.
10. Wirth, W. D. Radar Techniques Using Array Antennas / W. D. Wirth; 2nd ed. England: Stevenage, Institution of Engineering and Technology, 2013.
11. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986.
12. Fenn, A. J. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications / A. J. Fenn. USA: Artech House, 2008.
13. Haykin, S. Adaptive Filter Theory / S. Haykin; 5th ed. UK: Pearson, 2014.
14. Козлов, С. В. Выбор параметров реализации и свойства адаптивных максимально-правдоподобных алгоритмов оценивания угловых координат цели в радиолокационном измерителе с многоканальной приемной системой / С. В. Козлов, Ле Ван Кыонг // Наука и военная безопасность. 2020. № 1. С. 42–46.
15. Карпухин, В. И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. 2010. № 6. С. 71–76.

Поступила в редакцию 25.02.2026

Принята в печать 10.03.2026

References

1. Tatusov A. L. (2009) *Neural Networks in Radar Problems*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
2. Bogoslovskaya M. A., Gavrilo K. Yu. (2007) Application of Neural Networks in Radar Target Direction Finding Problems. *Phazotron*. (3–4) (in Russian).
3. Morozova E. O., Ovchinnikov P. E., Semenova M. Yu. (2013) Neural Network Processing of Monopulse Radar. *Vestnik of Lobachevsky University of Nizhni Novgorod. Series "Radiophysics"*. (6), 62–66 (in Russian).
4. Kozlov S. V. (2018) Signal Processing of Little Elements Monopulse Direction Finder in the Conditions of Strong Interference Using Neural Networks. *Doklady BGUIR*. (5), 31–37 (in Russian).
5. Semenov L. M., Fridman L. B. (2023) Algorithm for Monopulse Measurement of the Angular Position of an Aircraft Using an Artificial Neural Network. *Ural Radio Engineering Journal*. (7), 291–303. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004 (in Russian).
6. Shatsky N. V. (2022) Neural Network Method for Estimating the Angular Coordinates of Radar Targets in a Digital Antenna Array. *T-Comm: Telecommunications and Transport*. 16 (7), 4–13 (in Russian).

7. Ratynsky M. V., Porsev V. I. (ed.) (2019) *Monopulse Direction Finding in Radars with Digital Phased Arrays*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
8. Grigoriev L. N. (2010) *Digital Beamforming in Phased Antenna Arrays*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
9. Skolnik M. I. (2008) *Radar Handbook*. USA, McGraw-Hill Publ.
10. Wirth W. D. (2013) *Radar Techniques Using Array Antennas*. England, Stevenage, Institution of Engineering and Technology Publ.
11. Monzingo R. A., Miller T. W. (1986) *Adaptive Antenna Arrays: Introduction to Theory*. Moscow, Radio i Svyaz Publ. (in Russian).
12. Fenn A. J. (2008) *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*. USA, Artech House Publ.
13. Haykin S. (2014) *Adaptive Filter Theory*. UK, Pearson Publ.
14. Kozlov S. V., Le Van Cuong (2020) Selection of Implementation Parameters and Properties of Adaptive Maximum-Likelihood Algorithms for Estimating Target Angular Coordinates in a Radar Measuring Device with a Multi-Channel Receiving System. *Science and Military Security*. (1), 42–46 (in Russian).
15. Karpushin V. I., Kozlov S. V., Sergeev V. I. (2010) Synthesis of Variants of the Structure of Radar Angular Coordinate Meters with Adaptive Spatial Interference Compensation. *Antennas*. (6), 71–76 (in Russian).

Received: 25 February 2026

Accepted: 10 March 2026

Вклад авторов

Дубовик И. А. разработал модель приемных трактов радиолокатора с учетом их амплитудно-фазочастотных неидентичностей и изменения характеристик согласования при угловом сканировании, принял участие в анализе результатов моделирования.

Козлов С. В. выполнил постановку задачи, участвовал в подготовке рукописи статьи.

Зайцев И. А. выполнил анализ алгоритмов пеленгования, разработал структуры радиолокатора с искусственной нейронной сетью, выбрал исходные данные для моделирования, проанализировал их результаты.

Кривицкий П. Д. выполнил анализ целесообразных архитектур искусственной нейронной сети, реализовал их, принял участие в анализе результатов.

Authors' contribution

Dubovik I. developed a model of radar receiving paths, taking into account their amplitude-phase-frequency non-identities and changes in matching characteristics during angular scanning, participated in the analysis of the modeling results.

Kozlov S. completed the formulation of the problem, participated in the preparation of the manuscript of the article.

Zaitsev I. performed an analysis of direction-finding algorithms, developed the structure of a radar with an artificial neural network, selected the initial data for modeling, and analyzed the results.

Krivitsky P. performed an analysis of feasible artificial neural network architectures, implemented them, and participated in the analysis of the results.

Сведения об авторах

Дубовик И. А., канд. техн. наук, доц., докторант Военной академии Республики Беларусь

Козлов С. В., д-р техн. наук, проф., проф. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Зайцев И. А., асп. каф. информационных радиотехнологий, БГУИР

Кривицкий П. Д., студ., БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-89-11
E-mail: i.zajtsev@bsuir.by
Зайцев Илья Александрович

Information about the authors

Dubovik I., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Doctoral Student at the Military Academy of Belarus

Kozlov S., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Professor at the Department of Information Radiotechnologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Zaitsev I., Postgraduate of the Department of Information Radiotechnologies, BSUIR

Krivitsky P., Student, BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-89-11
E-mail: i.zajtsev@bsuir.by
Zaitsev Ilya