

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.
В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.
О.В. Андреев, к.т.н., доц.
А.М. Сабиболда, аспирант

Государственный университет «Житомирская политехника»

Цифровой спектрально-корреляционный метод оценки задержки приема радиосигнала и пеленгования

Перспективным направлением развития средств радиомониторинга является использование пассивных и полупассивных радиолокационных станций для оценки воздушной обстановки с применением разностно-дальномерного метода. Предложен цифровой быстродействующий спектрально-корреляционный метод оценки задержки радиосигналов в разностно-дальномерных системах и выполнен анализ его точности. Его особенностью является использование спектрального преобразования над предварительно формируемым взаимным спектром.

Выполнено исследование принципов и точностных характеристик цифрового спектрально-корреляционного метода определения задержки радиосигнала для условий большой антенной базы, который обеспечивает существенный выигрыш по быстродействию по сравнению с соответствующими корреляционными методами. Особенностью предложенного метода является использование спектрального преобразования над уже имеющимся взаимным спектром.

В результате моделирования получены зависимости среднего квадратического отклонения оценки пеленга и задержки от направления на источник радиоизлучения. Предложенный метод обеспечивает эффективную оценку направления в широком диапазоне его значений. Величина погрешности оценки пеленга зависит от значения направления на источник радиоизлучения и является максимальной в окрестности нуля градусов. При этом погрешность оценки пеленга изменяется значительно $[0,02;0,14]$ при направлениях $(0-50)$ градусов и практически не изменяется при больших углах. Результаты моделирования хорошо согласовываются с выражениями, полученными в результате теоретического анализа.

Полученные результаты можно использовать для реализации систем радиомониторинга, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, функционирующих в условиях помех.

Ключевые слова: анализ точности пеленгования; пеленг; задержка сигнала; цифровой спектральный метод корреляционного пеленгования; оценка погрешности.

Актуальность темы. В Украине в системах радионавигации и радиомониторинга пеленгование радиоэлектронных средств осуществляется в условиях сложной электромагнитной обстановки (ЭМО), переотражений полезного сигнала, многолучевости приема, а также в условиях реального времени. Перспективным направлением для таких условий является использование цифровых спектрально-корреляционных методов измерения задержки приема радиосигнала и пеленгования с применением цифровой обработки спектров принятой смеси радиоизлучений [1].

Анализ последних исследований и публикаций, на которые опираются авторы. На сегодня актуальной проблемой является оценка задержки приема сигнала и пеленгование широкополосных источников радиоизлучений (ИРИ), в частности шумоподобных. В сложной ЭМО использование корреляционных методов оценки задержки и пеленга очень перспективно. Следовательно, исследование принципов и точностных характеристик цифрового спектрально-корреляционного метода определения задержки сигнала является актуальной задачей [1, 2].

В [3] рассмотрена модель для оценки направления прибытия, которая используется для практической реализации антенных решеток и проверяется по результатам измерений. Представлена полная модель данных для одноканальной системы пеленгации, которая впервые включает в себя эффекты механизма переключения между антеннами. Для борьбы с неидеальностями связи между антенными элементами и радиочастотным переключателем разработана комплексная модель, которая включает в себя более точное моделирование шума.

В [4] проведена оптимизация прямого цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухуровневой корреляционной обработкой спектров. Это позволяет осуществлять корреляционно-интерферометрическое пеленгование источников широкополосных радиоизлучений в условиях помех и переотражений сигнала в реальном масштабе времени, а также использовать линейную антенную решетку. Однако исследование возможности измерения задержки приема радиосигнала и использования такого метода для условий большой антенной базы, который обеспечивает существенный

выигрыш по быстродействию по сравнению с соответствующими корреляционными методами, не выполнено.

В [5] проведен анализ помехозащищенности беспойскового спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора, осуществляющего прямую оценку времени задержки полезного сигнала и соответствующего направления на источник радиоизлучения за один цикл корреляционной обработки. Проведен анализ основных вариантов помех и электромагнитной обстановки, получены соответствующие аналитические оценки помехозащищенности пеленгования. Определены наиболее опасные варианты электромагнитной обстановки, при которых присутствует эффект «пространственной блокировки». В результате моделирования получено семейство зависимостей среднего квадратического отклонения оценки пеленга от отношения сигнал – помеха для разных типов электромагнитной обстановки.

В работах [6–7] проведено исследование помехозащищенности пеленгаторов с использованием антенной решетки. Представлен систематический метод использования характеристических режимов платформы для проектирования системы пеленгования, работающей в высокочастотном диапазоне. Изготовлен и охарактеризован прототип масштабированной модели этого платформенного массива пеленгатора. Результаты измерений этого массива используются для выполнения экспериментов пеленгования в эмулируемой среде. Результаты измерений согласуются с моделированием, подтверждая эффективность предложенного подхода к проектированию.

В работах [8–10] исследован интерферометрический метод пеленгования с использованием кольцевой антенной решетки. Также предложен метод для определения направления с частично откалиброванными однородными линейными массивами. Было показано, что неизвестные значения фазы и направления прихода сигнала могут быть оценены совместно. Однако этот подход основан на предположении о наличии равномерного белого шума. Кроме того, для М-элементного массива может быть обработано не более М-2 источников. Это делает актуальным разрабатывать усовершенствованные методы без вышеуказанных ограничений.

Однако точностные характеристики и особенности помехозащищенности других беспойсковых корреляционно-интерферометрических методов пеленгования не исследованы. Рассмотренные результаты исследований не могут быть напрямую использованы для других методов пеленгования.

Таким образом, для использования в автоматизированных системах радиомониторинга разработка и исследование цифрового спектрально-корреляционного метода измерения задержки приема радиосигнала и пеленгования является актуальной задачей.

Не решенной ранее частью общей проблемы исследования точности, эффективности и помехозащищенности аппаратуры радиопеленгования является разработка и исследование цифрового спектрально-корреляционного метода измерения задержки приема радиосигнала и пеленгования.

Целью статьи является исследование цифрового спектрально-корреляционного метода измерения задержки приема радиосигнала и пеленгования.

Изложение основного материала. Выполним исследование цифрового спектрально-корреляционного быстродействующего метода измерения задержек приема радиосигналов.

Рассмотрим задачу определения задержек сигналов источников радиоизлучений спектрально-корреляционным методом при приеме излучений двумя пеленгационными каналами, которые разнесены в пространстве на расстояние d антенной базы, намного превышающей половину минимальной длины волны излучения. Пусть $S_1(t)$ – сигнал, принимаемый в аддитивной смеси $U_1(t)$ со статистически независимым белым гауссовым шумом $n_1(t)$ в течение временного интервала $t \in [0, T_a]$ первой антенной, а $S_2(t)$ – сигнал, принимаемый в аддитивной смеси $U_2(t)$ со статистически независимым белым гауссовым шумом $n_2(t)$ в течение временного интервала $t \in [0, T_a]$ второй антенной. Шумы $n_1(t)$ и $n_2(t)$ и сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ ограничены по полосе частот $\{\omega_H, \omega_B\}$. Исходные условия запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t), \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t), \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_S), \end{aligned} \quad (1)$$

где τ_S – априори неизвестная задержка радиосигнала, является случайной величиной с равномерным распределением плотности вероятности в интервале $[0, \tau_{S \max} < T_a]$.

Пусть априори известны все необходимые вероятностные характеристики шума. Необходимо оптимальным образом определить значение времени задержки τ_S по реализациям $U_1(t)$ и $U_2(t)$, принятой в интервале $[0, T_a]$.

Для начальных условий (1) в корреляционно-интерферометрических измерителях оценивается задержка приема обычно с неизвестными параметрами сигнала $S(t)$ и формы, используя регулирование времени задержки $\tau_{ЛЗ}$ в пеленгационных каналах и поиском такого ее значения, соответствующего максимуму взаимной корреляционной функции выходных сигналов пеленгационных каналов [2, 3]:

$$K_{12}(\tau_{ЛЗ}) = \max \left[\int_0^{\tau_a} U_1(t) \cdot U_2(t - \tau_{ЛЗ}) dt \right]. \quad (2)$$

Алгоритм уравнения (2) соответствует оптимальному анализу для условия априорной неопределенности относительно формы полезного сигнала $S(t)$ с использованием критерия максимума правдоподобия.

Разработаем для указанных условий алгоритм корреляционно-интерферометрического измерения задержки, что обеспечит ее оценку с минимальными аппаратными или временными затратами, но за время одного цикла анализа, то есть с максимально возможной скоростью.

Для решения поставленной задачи представим уравнение корреляционного измерения (2) как уравнение функционала правдоподобия для условий анализа неэнергетических параметров, таких как пеленг θ и при равномерном распределении его априорных значений в пределах сектора измерения задержки радиосигналов [1]:

$$F(\theta) = \text{const} \cdot \exp[q(\theta)], \quad (3)$$

где $F(\theta)$ – функционал правдоподобия направления на источник радиоизлучения;

$$q(\theta) = \frac{2}{N} \int_0^T \xi(t) \cdot \hat{S}(t, \theta) dt \text{ – корреляционный оператор;}$$

$\xi(t) = U_1(t)$ – принятая реализация полезного сигнала в аддитивной смеси с шумом $n_1(t)$;

$\hat{S}(t, \theta) = U_2(t - \tau_{ЛЗ})$ – максимально правдоподобная оценка полезного сигнала с неизвестной формой;

θ – значение пеленга.

В этом случае максимально правдоподобной оценкой $\hat{\theta} = f(\tau_{ЛЗ})$ будет такое его значение, обеспечивающее максимум логарифма функционала правдоподобия $q(\theta)$ и удовлетворяющее условию:

$$\frac{d}{d\theta} q(\theta) = 0, \text{ при } \theta = \hat{\theta}. \quad (4)$$

Непосредственно уравнения (4) не имеет явного решения, поэтому экстремальная оценка $\tau_{ЛЗ,p}$ в явном виде в известных работах не получена [1, 2, 4].

Для прямой оценки $\tau_{ЛЗ,p}$ целесообразно использовать спектрально-корреляционное радиопеленгование, для которого корреляционный оператор $q(\theta)$ в уравнении (4) примет вид:

$$q(j\omega, \tau_{ЛЗ}(\theta)) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(j\omega) \cdot U_2(j\omega) \cdot \exp(-j\omega\tau_{ЛЗ}(\theta)) d\omega \right\}, \quad (5)$$

где $U_1(j\omega), U_2(j\omega)$ – комплексные спектры Фурье смесей $U_1(t)$ и $U_2(t)$ соответственно.

Учитывая, что при поиске экстремальной оценки $\tau_{ЛЗ,p}$ регулируется значение только задержки сигнала $U_2(t)$ и преобразуется соответствующий ему комплексный спектр, уравнение (5) целесообразно представить в виде:

$$q(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1^*(j\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\varphi_2(\omega) - \omega\tau_{ЛЗ})) d\omega \right\}, \quad (6)$$

где $U_2(j\omega) \cdot \exp(j(\varphi_2(\omega) - \omega\tau_{ЛЗ}))$ – оценка опорного сигнала.

Целесообразно отметить то, что в уравнении (6) регулируется только аргумент произведения комплексных спектров при неизменных их модулях. Учитывая это, уравнение (6) представим в виде:

$$q(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega))) d\omega \right\}, \quad (7)$$

где $\Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ – разностный (взаимный) фазовый спектр принимаемых сигналов; $\Delta\psi(\omega) = \omega\tau_{ЛЗ}$ – компенсирующий линейно-частотный фазовый сдвиг.

Спектральное разложение сигнала обеспечивает как быстродействие, так и минимальные ресурсные затраты. На рисунке 1 представлена зависимость разностного фазового спектра от частоты и времени задержки сигнала.

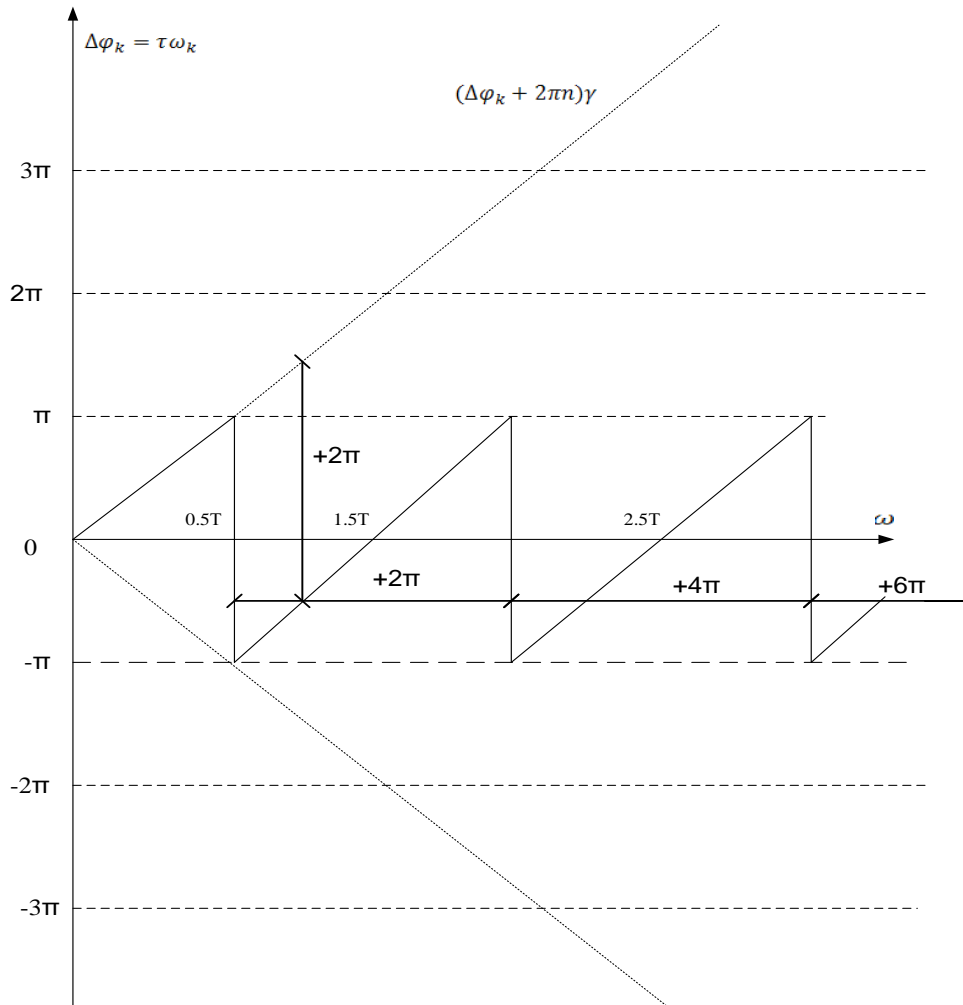


Рис. 1. Зависимость разностного фазового спектра от частоты и времени задержки сигнала

Анализ зависимости разностно-фазового спектра на рисунке 1 показывает, что он зависит от задержки приема по линейному закону и при больших антенных базах может значительно превышать величину 360 градусов. При этом его измеренные значения могут лежать только в диапазоне +/-180 градусов. Поэтому измеряемый разностно-фазовый спектр при больших базах будет иметь пилообразный характер с постоянным периодом повторения, который однозначно определяется величиной задержки приема. Анализ показывает, что взаимный спектр целесообразно представить эквивалентным квазигармоническим процессом. Для данных условий целесообразно применить модель взаимного спектра сигналов в виде эквивалентного узкополосного спектрально-пространственного сигнала с неизвестной частотой, однозначно соответствующей относительной задержке принятых сигналов. Частоту предложенной узкополосной модели взаимного спектра целесообразно определить, как пространственную, величина которой определяется пространственным размещением источника излучения относительно антенной базы, то есть направлением на ИРИ относительно антенной базы. При этом величина пространственной частоты зависит от направления и задержки. Для оценки частоты такого эквивалентного сигнала предложено использовать спектральный анализ на основе алгоритма БПФ. Применение алгоритма БПФ обеспечивает оценку значения пространственной частоты с максимальным быстродействием и высокой точностью при наличии собственных шумов. Модель взаимного спектра представлена следующим уравнением:

$$S_{12}(j\omega_z) = S_{12}(\omega_z) \cdot \exp(j\Delta\psi_{12} \cdot \omega_z) = A_{\Omega} \cdot \exp(j\Omega \cdot \omega_z), \quad (8)$$

где A_{Ω}, Ω – пространственные амплитуда и частота взаимного спектра соответственно;

$\Delta\psi_{12}(\omega_z) = \Omega \cdot \omega_z$ – разностно-фазовый спектр.

Анализ уравнения (7) и (8) показывает, что переменной узкополосной модели взаимного спектра является временная частота, от которой зависит взаимный спектр, от него зависит узкополосный гармонический процесс.

Учитывая наличие собственного аддитивного гауссова шума пеленгационных каналов, оценку значения пространственной частоты Ω необходимо осуществлять оптимальным образом, обеспечивая максимум функционала правдоподобия [1, 4]. Указанные требования целесообразно реализовать процедурой цифрового синтеза многолепестковой диаграммы направленности (ДН) с использованием алгоритма БПФ:

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{s,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (9)$$

где $\Omega_p = 2\pi \cdot p / d \cdot Z$ – значение пространственной частоты, определяет направление p -го лепестка многолепестковой ДН, $p = 0, 1, \dots, Z-1$;

$d = 2\pi / T$ – шаг по частоте временного спектрального анализа;

$W(z)$ – весовая функция спектрального анализа, определяет форму лепестка ДН.

Анализ уравнения (9) показывает, что алгоритм синтеза многолепестковой ДН эквивалентен действию параллельного набора пространственных согласованных фильтров для гармонических пространственных излучений.

Учитывая перекрытия временных спектров полезных сигналов, их переотраженных копий и помех целесообразно предварительную пространственную селекцию осуществлять для спектральных составляющих смеси $U_z(j\omega_{s,k})$ раздельно. При этом идентификацию пространственных откликов полезного и переотраженного сигналов нужно осуществлять с помощью амплитудной селекции [8].

Далее для минимизации временных затрат целесообразно использование дисперсионно-корреляционной обработки пространственных спектров сигналов [4], однако с использованием только одной многолепестковой ДН. Для обеспечения такой возможности предлагается отдельно для каждой k -й составляющей временного спектра $U_z(j\omega_{s,k})$, $k \in [0; 0,5 \cdot N_s - 1]$, осуществлять реконструкцию пространственного аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$, что соответствует пространственному распределению этой составляющей вдоль апертуры АР. Для этого необходимо для каждого k -го массива пространственных спектральных составляющих $U_z(j\Omega_p)$ определить значения частот Ω_p^* , которым соответствует экстремальный уровень модуля комплексной амплитуды, и выделить подмассивы спектральных составляющих $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$, где $p.l, p.h$ – номера нижней и верхней частот выделенных подмассивов соответственно, содержащих составляющую с экстремальной частотой Ω_p^* . Подмассивы спектральных составляющих формируются в результате перекрытия смежных лепестков многолепестковой ДН. Полученные подмассивы $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$ разделяют на действительную $U(\Omega_p, z)$ и мнимую $\widehat{U}(\Omega_p, z)$ составляющие соответствующего пространственного аналитического гармонического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$ [4]:

$$S_A(j\Omega_p, z) = U(\Omega_p, z) + j\widehat{U}(\Omega_p, z), \quad (10)$$

где $U(\Omega_p, z) = \sum_{p=p1}^{p2} A(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p))$;

$$\widehat{U}(\Omega_p, z) = \sum_{p=p1}^{p2} A(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p));$$

$A(\Omega_p), \varphi(\Omega_p)$ – амплитудный и фазовый спектры пространственного аналитического сигнала соответственно.

Затем определяют измеренную разницу аргументов $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$, значение которой лежит в пределах $[-\pi; \pi]$ рад и модули $S_A(\Omega_p, z)$ комплексных составляющих аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$, которые соответствуют пространственному расположению двух антенных элементов с номерами z_1 и z_2 в пределах АР [4]:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_B(\Omega_p, z) &= \psi_B(\Omega_p, z_2) - \psi_B(\Omega_p, z_1) \\ S_A(\Omega_p, z_1) &= \sqrt{U^2(\Omega_p, z_1) + \widehat{U}^2(\Omega_p, z_1)}, \\ S_A(\Omega_p, z_2) &= \sqrt{U^2(\Omega_p, z_2) + \widehat{U}^2(\Omega_p, z_2)}\end{aligned}\quad (11)$$

где $\psi_B(\Omega_p, z_2) = \arctg[\widehat{U}(\Omega_p, z_2)/U(\Omega_p, z_2)]$;

$$\psi_B(\Omega_p, z_1) = \arctg[\widehat{U}(\Omega_p, z_1)/U(\Omega_p, z_1)].$$

Полная разница аргументов пространственного аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$, значение которой может быть больше 2π рад, определяется его частотой Ω_S и пространственным расположением элементов АР с номерами z_1 и z_2 согласно уравнению:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = (z_2 - z_1) \cdot \Omega_S. \quad (12)$$

Полную разницу аргументов $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$ можно представить как сумму целой $\Delta\psi_w(\Omega_p, z)$ и остаточной $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$ части:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = \Delta\psi_w(\Omega_p, z) + \Delta\psi_d(\Omega_p, z), \quad (13)$$

где $\Delta\psi_w(\Omega_p, z) = \pi \cdot \mu$, $\mu = 1, 2, \dots$ – целое число;

$$\Delta\psi_d(\Omega_p, z) < \pi.$$

Измеренные значения аргументов $\Delta\psi_B(\Omega_p, z_1)$ и $\Delta\psi_B(\Omega_p, z_2)$ комплексных составляющих аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$, а также значение их разности $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$ лежат только в пределах $\{-\pi; \pi\}$ радиан [11]. Поэтому измеренное значение $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$ разности аргументов комплексного аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$ равна остаточной части $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$:

$$\Delta\psi_B(\Omega_p, z) = \Delta\psi_d(\Omega_p, z), \quad (14)$$

Значение целой части $\Delta\psi_w(\Omega_p^*)$ разности аргументов комплексного аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$ целесообразно определять с учетом экстремальной частоты Ω_p^* согласно уравнению:

$$\Delta\psi_w(\Omega_p^*, z) = [(z_2 - z_1) \cdot \Omega_p^*]_{\Pi}, \quad (15)$$

где $[\cdot]_{\Pi}$ – операция определения целой части, кратная π радиан.

В результате полную разность аргументов $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$ комплексного аналитического сигнала $S_A(j\Omega_p, z)$ определяют с учетом уравнений (10)–(12) согласно уравнению (13).

Таким образом определяется пространственная частота взаимного спектра принятых реализаций. Значения пространственной частоты непосредственно определяет значение оценки относительной задержки принятых реализаций.

Проведены исследования точности оценки задержки и пеленга с помощью разработанной программной модели в среде MathCad для следующих начальных условий: тип полезного сигнала – непрерывный с линейной частотной модуляцией: $S(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + bt^2)$; ширина спектра сигнала $\Delta f_S = 1$ МГц; рабочая частота сигнала $f_S = 500$ МГц; ширина полосы пропускания радиоприёмника $\Delta F_R = 10$ МГц; частота дискретизации $f_d = 20$ МГц; время процесса анализа $T_a = 0,8$ мс; значение антенной базы $d = 2500$ м; отношение сигнал – шум $S/N = 10$ дБ.

Полученная зависимость среднего квадратического отклонения (СКО) σ_{θ} оценки пеленга от направления на ИРИ θ представлено на рисунке 2.

Анализ графика на рисунке 2 показывает, что предложенный метод обеспечивает эффективную оценку направления θ на ИРИ в широком диапазоне его значений. Величина СКО σ_{θ} оценки пеленга зависит от значения направления θ на ИРИ, и является максимальной в окрестности значения $\theta = 0^\circ$. При этом СКО σ_{θ} оценки пеленга изменяется значительно $[0,02; 0,14]^\circ$ при направлении $\theta \in (0 - 50)^\circ$, и практически не изменяется при больших углах. Таким образом, теория совпала с практикой, так как СКО направления изменяется по симметричному распределению $1/\sin$.

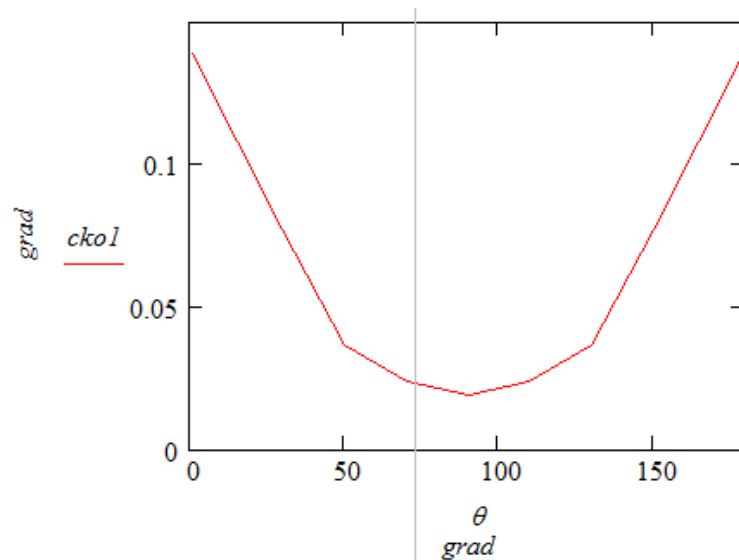


Рис. 2. Семейство зависимостей СКО σ_θ оценки пеленга от направления θ на ИРИ

Получена также зависимость среднеквадратичной погрешности оценки задержки σ_τ от значения направления θ на ИРИ, представленная на рисунке 3.

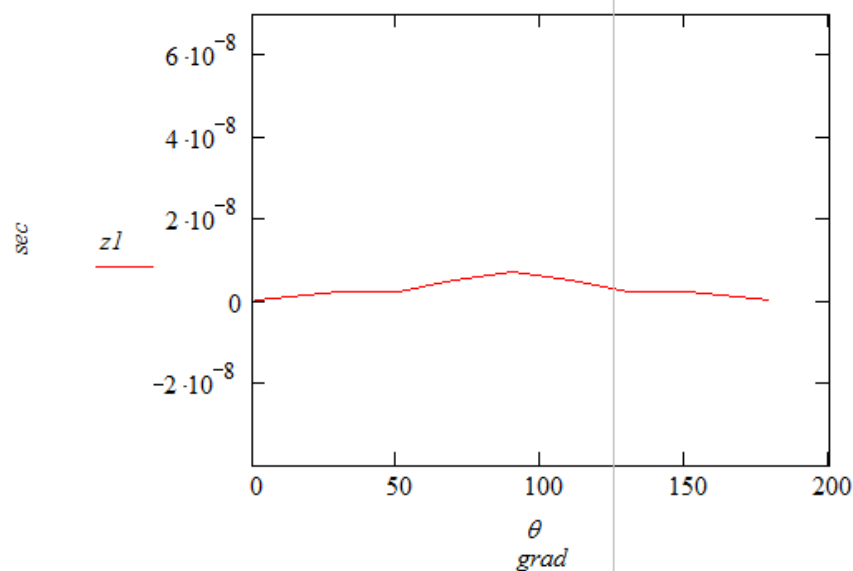


Рис. 3. Зависимость среднеквадратичной погрешности измерения задержки σ_τ от значения направления θ на ИРИ

Анализ графика на рисунке 3 показывает, что СКО σ_τ оценки задержки $[0, 4; 7, 1]$ нс практически не зависит от направления в широком диапазоне его значений, изменяется монотонно и незначительно в пределах $[0, 4; 7, 1]$ нс.

Для повышения точности определения направления θ на ИРИ целесообразно применить две взаимно перпендикулярные пары антенн с рабочими секторами $\theta \in (45 - 90)^\circ$, что существенно уменьшит погрешность его оценивания.

В целом результаты моделирования хорошо согласуются с результатами теоретического анализа и подтверждают эффективность по соотношению точность / быстродействие предложенного цифрового спектрально-корреляционного метода определения задержки приема случайного радиосигнала и пеленгования.

Выводы и перспективы будущих исследований. Выполнено исследование принципов и точностных характеристик цифрового спектрально-корреляционного метода определения задержки сигнала и направления на источник радиоизлучения для условий большой антенной базы.

Предложенный метод обеспечивает сочетание высокой точности и существенный выигрыш по быстродействию по сравнению с известными корреляционными методами. Его особенностью является использование спектрального преобразования над предварительно формируемым взаимным спектром.

Предложен быстродействующий спектрально-корреляционный метод определения задержек радиосигналов разностно-дальномерных систем и выполнен анализ его быстродействия и точности. Показано, что предложенный метод обеспечивает повышение быстродействия больше чем на порядок.

Полученные результаты можно использовать для реализации систем радиомониторинга, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, функционирующих в условиях помех.

Данные исследования являются продолжением работы по разработке беспойсковых спектральных методов корреляционно-интерферометрического пеленгования.

В дальнейшем необходимо выполнить оценку точности цифрового спектрально-корреляционного быстродействующего метода измерения задержек приема радиосигналов и пеленгования.

Список использованной литературы:

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин ; под ред. А.М. Рембовского ; 4-е изд., испр. – М. : Горячая линия – Телеком, 2015. – 640 с.
2. Optimized algorithm for solving phase interferometer ambiguity / S. Van Doan, J.Vesely, P.Janu et al. // 17th International Radar Symposium IRS-2016 : proceedings. – Poland, Krakow, 2016. – P. 1–6. DOI: 10.1109/IRS.2016.7497353.
3. Evangelos K. A Novel Model for Direction Finding and Phase Center With Practical Considerations / K.Evangelos, K.Saman, D.Franco // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65 (10). – P. 5475–5491. DOI: 10.1109/TAP.2017.2735462.
4. Tsyporenko V.V. Optimization of Direct Method of Direction Finding with Two-Dimensional Correlative Processing of Spatial Signal / V.V. Tsyporenko, V.G. Tsyporenko // Journal of Telecommunications and Information Technology (JTIT). – 2018. – № 4. – P. 46–53. DOI: 10.26636/jtit.2018.115417.
5. Ципоренко В.В. Исследование помехозащищённости беспойскового спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора для широкополосных сигналов / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко // Техническая инженерия. – Житомир : Государственный университет «Житомирская политехника», 2020. – № 2 (86). – С. 122–135.
6. Ruyi M. Design of Platform-Based HF Direction-Finding Antennas Using the Characteristic Mode Theory / M.Ruyi, B.Nader // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – № 67 (3). – P. 1417–1427. DOI: 10.1109/TAP.2018.2884878.
7. Tsyporenko V.V. Analysis of interference immunity of the searchless method of correlation-interferometric direction finding with reconstruction of the spatial analytical signal / V.V. Tsyporenko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. Information and controlling system. – 2017. – Vol. 2, № 9 (86). – P. 45–52. DOI: 10.15587/1729-4061.2017.96653.
8. Слободянюк П.В. Довідник з радіомоніторингу / П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.С. Ступак ; за заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008.
9. Direction Finding With Partly Calibrated Uniform Linear Arrays in Nonuniform Noise / L.Bin, W.Jun, H.Lei, G.Chongtao // IEEE Sensors Journal. – 2016. – № 16 (12). – P. 4882–4890. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2550664.
10. Yingbing W. Studies on circular array interferometer direction finding / W.Yingbing, N.Lirong // 2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE) : proceedings. – China, Shanghai, 2015. – P. 49–52. DOI: 10.1109/MAPE.2015.7510262.
11. Proakis J.G. Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications / J.G. Proakis, D.G. Manolakis. – 4th Edition. – New Jersey : Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 2006. – 1077 p.

References:

1. Rembovskii, A.M., Ashikhmin, A.V. and Koz'min, V.A. (2015), *Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva*, in Rembovskii, A.M. (ed.), 4-e izd., ispr., Goryachaya liniya – Telekom, M., 640 p.
2. Doan, S. Van, Vesely, J., Janu, P. et al. (2016), «Optimized algorithm for solving phase interferometer ambiguity», *17th International Radar Symposium IRS-2016*, proceedings, Poland, Krakow, pp 1–6, doi: 10.1109/IRS.2016.7497353.
3. Evangelos, K., Saman, K. and Franco, D. (2017), «A Novel Model for Direction Finding and Phase Center With Practical Considerations», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, No. 65 (10), pp. 5475–5491, doi: 10.1109/TAP.2017.2735462.
4. Tsyporenko, V.V. and Tsyporenko, V.G. (2018), «Optimization of Direct Method of Direction Finding with Two-Dimensional Correlative Processing of Spatial Signal», *Journal of Telecommunications and Information Technology (JTIT)*, No. 4, pp. 46–53, doi: 10.26636/jtit.2018.115417.
5. Tsiporenko, V.V. and Tsyporenko, V.G. (2020), «Issledovanie pomekhozashchishchennosti bespoiskovogo spektral'nogo korrelyatsionno-interferometricheskogo radiopelengatora dlya shirokopolosnykh signalov», *Tekhnicheskaya inzheneriya*, Gosudarstvennyi universitet «Zhitomirskaya politekhnik», Zhitomir, No. 2 (86), pp. 122–135.

6. Ruyu, M. and Nader, B. (2018), «Design of Platform-Based HF Direction-Finding Antennas Using the Characteristic Mode Theory», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, No. 67 (3), pp. 1417–1427, doi: 10.1109/TAP.2018.2884878.
7. Tsyoporenko V.V. (2017), «Analysis of interference immunity of the searchless method of correlation-interferometric direction finding with reconstruction of the spatial analytical signal», *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. Information and controlling system*, Vol. 2, No. 9 (86), pp. 45–52, doi: 10.15587/1729-4061.2017.96653.
8. Slobodjanjuk, P.V., Blagodarnyj, V.G. and Stupak, V.S. (2008), *Dovidnyk z radiomonitoryngu*, in Slobodjanjuk, P.V., TOV «Vydavnytvo «Aspekt-Poligraf», Nizhyn.
9. Bin, L., Jun, W., Lei, H. and Chongtao, G. (2016), «Direction Finding With Partly Calibrated Uniform Linear Arrays in Nonuniform Noise», *IEEE Sensors Journal*, No. 16 (12), pp. 4882–4890, doi: 10.1109/JSEN.2016.2550664.
10. Yingbing W. and Lirong, N. (2015), «Studies on circular array interferometer direction finding», *2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*, proceedings, China, Shanghai, pp. 49–52, doi: 10.1109/MAPE.2015.7510262.
11. Proakis, J.G. and Manolakis, D.G. (2006), *Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications*, 4th Edition, Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, New Jersey, NJ, USA, 1077 p.

Ципоренко Виталий Валентинович – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры биомедицинской инженерии и телекоммуникаций Государственного университета «Житомирская политехника».

<http://orcid.org/0000-0001-8559-006X>.

Научные интересы:

- радиомониторинг;
- цифровая обработка сигналов.

E-mail: tsyoporenko.1985@gmail.com.

Ципоренко Валентин Григорьевич – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры биомедицинской инженерии и телекоммуникаций Государственного университета «Житомирская политехника».

<http://orcid.org/0000-0002-6843-8960>.

Научные интересы:

- радиомониторинг
- цифровая обработка сигналов.

E-mail: tsyoprenkovg@gmail.com

Андреев Александр Владимирович – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры биомедицинской инженерии и телекоммуникаций Государственного университета «Житомирская политехника».

<http://orcid.org/0000-0002-2601-1491>.

Научные интересы:

- радиосистемы передачи информации.

E-mail: Oleks.Andreyev@gmail.com.

Сабиболда Акежан Муратулы – аспирант Государственного университета «Житомирская политехника».

<https://orcid.org/0000-0002-1186-7940>.

Научные интересы:

- радиомониторинг;
- цифровая обработка сигналов.

E-mail: sabibolda98@gmail.com.

Статья поступила в редакцию 13.10.2021.