

УДК 621.37:621.391

Анализ точности беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала

Ципоренко В. В., Ципоренко В. Г., Чухов В. В., Андреев О. В.

Житомирский государственный технологический университет

E-mail: Tsyoporenko.1985@gmail.com

В статье исследована точность беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала. Получены аналитические выражения для дисперсии погрешности оценки задержки сигнала и пеленга. Показано, что кроме основных классических регулируемых параметров, таких как количество пеленгационных каналов и время анализа излучения, на дисперсию погрешности пеленгования влияют также величина пространственного сдвига корреляционной обработки, вид весовой функции цифрового диаграммообразования и значение её нормированной автокорреляционной функции. При моделировании получено семейство зависимостей среднего квадратического отклонения оценки пеленга от отношения сигнал/шум для разных значений пространственного сдвига. Результаты моделирования совпали с оценкой точности пеленгования, полученной аналитически.

Ключевые слова: анализ точности; беспойсковый цифровой метод корреляционно-интерферометрического пеленгования; реконструирование пространственного аналитического сигнала; дисперсия погрешности пеленгования

Введение

Основными требованиями к современным средствам радиопеленгования являются обеспечение их высокой точности и помехозащищённости, а также возможность работы в реальном масштабе времени при минимальных аппаратных затратах. Типичным условием работы средств пеленгования случайных источников радиоизлучений (ИРИ) в составе современных систем радиомониторинга, радионавигации и мобильной радиосвязи является наличие сложной электромагнитной обстановки (ЭМО), при которой спектры сигналов и помех могут перекрываться по частоте. Перспективным направлением реализации радиопеленгования в таких условиях является использование цифровых корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с использованием частотной и пространственной селекции, преимуществом которых является высокая точность и помехозащищённость [1, 2].

Преимуществами корреляционно-интерферометрических методов пеленгования являются устойчивость к помехам, высокая чувствительность и точность. При этом оценка направлений на ИРИ осуществляется поисковым последователь-

ным методом корреляционного анализа и обзора пространства. Это существенно ограничивает их быстродействие и требует больших аппаратурных затрат системы обработки данных, снижая эффективность их применения [1].

Недостатком такого метода также является низкая точность пеленгования ИРИ, спектры которых полностью перекрываются по частоте. Следовательно, разработка и исследование быстродействующих цифровых методов корреляционно-интерферометрического пеленгования с использованием частотной и пространственной селекции для использования в автоматизированных системах радиомониторинга является актуальной задачей.

Существенно повысить быстродействие пеленгования позволяют беспойсковые методы корреляционно-интерферометрического пеленгования, в которых выполняется прямая оценка задержки сигнала и пеленга с минимальными вычислительными затратами [2].

Таким образом, разработка и исследование точности беспойсковых цифровых методов корреляционно-интерферометрического пеленгования с пространственной селекцией радиоизлучений является актуальной задачей.

В работе [2] предложен беспойсковый цифровой метод корреляционно-интерферометрического пеленгования с использованием антенной решетки (АР) и реконструированием пространственного аналитического сигнала. Особенностью метода является использование частотной и пространственной селекции помех, а также реконструирования пространственного аналитического сигнала в пределах всей апертуры АР. Для оценки пространственной частоты сигнала и направления на ИРИ предложено использовать двухмерную пространственно-временную обработку излучений, что обеспечивает повышение её точности. Однако в работе не проведено исследование точности пеленгования с аналитической оценкой дисперсии оценки направления на ИРИ.

В работе [3] исследована точность поискового компенсационного метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с учётом влияния собственных шумов пеленгационных радиоканалов и предварительной частотной селекцией пеленгуемого сигнала. Получена аналитическая оценка дисперсии погрешности пеленгования с учётом времени анализа принимаемых излучений. В работе исследован алгоритм аналоговой временной корреляционной обработки принятого излучения с использованием двухканального пеленгатора, а также АР. Показано, что корреляционная обработка обеспечивает оптимальную оценку направления на ИРИ со случайным шумоподобным излучением. Время оценки пеленга у этого метода пеленгования значительно больше, поскольку значение корреляционной функции вычисляется для большого массива всех возможных направлений на ИРИ.

В [4] исследована корреляционно-интерферометрическая пеленгационная система с улучшенной точностью, которая эффективно реализуется в цифровой форме. Особенностью пеленгатора является использование двух видов конфигурации АР, что обеспечивает повышение точности пеленгования. Особенностью является использование пространственной селекции с последующей корреляционной обработкой.

В работе [5] выполнен анализ точности оценок пеленга при различных алгоритмах обработки шумоподобных сигналов, а также при наличии флуктуаций на пути распространения сигнала. Однако исследованы только поисковые корреляционно-интерферометрические методы пеленгования, при использовании которых, для обеспечения пеленгования в реальном масштабе времени необходимо делать многоканальную обработку данных или увеличивать шаг дискретной корреляционной оценки задержки, что увеличивает методическую погрешность пеленгования и аппаратные затраты.

В целом в работах [3–5] выполнен анализ точности пеленгования корреляционных методов, которые учитывают необходимость многошаговой по-

исковой корреляционной оценки времени задержки сигнала. При этом учитывается дискретный характер поиска по задержке, что определяет повышение погрешности пеленгования. Также рассмотренные работы используют отсчёты модуля корреляционной функции без учета её аргумента только при одномерной временной корреляционной обработке, что ограничивает возможность применения их результатов при пространственной обработке в комплексной форме. Таким образом, результаты этих работ не могут непосредственно использоваться для анализа точности исследуемого беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала.

В работах [6, 7] исследованы методы пеленгования с использованием нелинейного спектрального анализа. Они обеспечивают высокое пространственное разрешение излучений. При этом они имеют много существенных для систем радиомониторинга недостатков:

- большая вычислительная сложность, которая в несколько раз превышает сложность поискового корреляционного метода пеленгования;
- требуется априорная информация о количестве излучений в принятой смеси;
- оценки направлений получаются смещёнными, что понижает точность пеленгования;
- при низких (меньше 10 дБ) отношениях сигнал/шум теряется устойчивость работы.

Таким образом эффективность спектральных методов пеленгования, которая определяется отношением быстродействие/точность, в системах радиомониторинга низкая. Поэтому они не используются в современных пеленгаторах систем радиомониторинга [1].

Таким образом, в соответствии с нерешённой частью общей проблемы обеспечения высокой точности пеленгования в реальном масштабе времени целью статьи является анализ точности беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала.

1 Аналитический анализ точности пеленгования

Выполним анализ точности беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала с учётом влияния собственных шумов

радиоканалов АР. Пусть аддитивная смесь случайных непрерывных стационарных сигналов $S_l(t)$ с равномерным энергетическим спектром $S_l^2(\omega)$ принимается линейной АР, состоящей из Z идентичных пеленгационных радиоканалов при условии наличия собственных аддитивных стационарных нормальных шумов $n_z(t)$ с нулевым математическим ожиданием и одинаковой спектральной плотностью N мощности, постоянной в пределах полосы $[\omega_H; \omega_B]$ пропускания радиоканалов АР. Будем считать, что собственные шумы радиоканалов АР не имеют межканальной корреляции и корреляции с принимаемыми сигналами, пеленгуемые ИРИ находятся в дальней зоне и фазовые флуктуации на пути распространения сигнала отсутствуют.

Смесь сигналов $U_z(t)$, принимаемая z -м пеленгационным каналом, описывается выражением:

$$U_z(t) = \sum_{l=1}^L S_{z,l}(t - \tau_z) + n_z(t), \quad (1)$$

где τ_z — задержка сигнала в z -м канале относительно определённого опорного канала; $n_z(t)$ — аддитивный гауссовский шум с равномерным распределением спектральной плотности N мощности в пределах полосы пропускания Δf_k z -го радиоканала АР.

Точность пеленгования оценивается по величине дисперсии σ_{θ}^2 погрешности оценки направления на ИРИ [1, 3].

Для заданных условий радиомониторинга ИРИ и одновременной оценки $\hat{\theta}_l$, $l = \overline{1, L}$ направлений на все ИРИ, спектры которых попали в полосу пропускания приёмных радиоканалов пеленгатора, целесообразно использовать беспойсковый цифровой метод корреляционно-интерферометрического пеленгования с двумерной корреляционной обработкой пространственного сигнала [2]. Согласно исследуемого метода пеленгования оценка $\hat{\theta}_l$ направлений на ИРИ осуществляется следующим образом:

$$\hat{\theta}_l = \arccos \left[\hat{\Omega}_l \cdot \frac{c}{\omega_{S,L}} \right], \quad (2)$$

где

$$\hat{\Omega}_l = v\pi + \frac{1}{\Delta z d} \cdot \arctg \frac{\sum_{k=k_{L,l}}^{k_{H,l}} U_{v,k,l}(\Omega_p) \sin \left(\Delta \widehat{\Psi}_{A_{k,l}}(\Delta z, \Omega_p) K_l(\omega_{S,k}) \right)}{\sum_{k=k_{L,l}}^{k_{H,l}} U_{v,k,l}(\Omega_p) \cos \left(\Delta \widehat{\Psi}_{A_{k,l}}(\Delta z, \Omega_p) K_l(\omega_{S,k}) \right)}$$

— оценка частотного пространственного сдвига сигнальной группы для l -го сигнала с использованием дисперсионно-корреляционной обработки; $\Delta z \cdot d$ — пространственный сдвиг в пределах апертуры АР; d — расстояние (шаг) между элементами АР;

$U_{v,k,l}(\Omega_p)$ — модуль k -й частотной составляющей комплексного взаимного пространственного (полученного в результате обработки пространственной реализации) спектра $U_{v,k,l}(j\Omega_p)$ излучения $S_l(t)$, принятого линейной АР со многолепестковой ДН; $\Omega_p = 2\pi \cdot p/d \cdot Z$ — значение пространственной частоты, определяющее направление p -го лепестка многолепестковой диаграммы направленности (ДН), $p = 0, 1, \dots, (Z - 1)$; $\Delta \widehat{\Psi}_{A_{k,l}}(\Delta z, \Omega_p)$ — оценка фазового сдвига пространственного аналитического сигнала на расстоянии Δz ; $K_l(\omega_{S,k}) = \omega_{L,l}/\omega_{S,k}$ — коэффициент дисперсионного выравнивания для l -го сигнала; $\omega_{L,l}, \omega_{S,k}$ — нижняя и k -я частоты спектра $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ принятой смеси в пределах l -й полосы одновременного анализа на рабочей частоте соответственно; $k_{L,l}, k_{H,l}$ — номера нижней и верхней частот спектра $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ принятой смеси в пределах l -й полосы одновременного анализа соответственно; c — скорость распространения электромагнитного излучения в свободном пространстве; v — коэффициент коррекции неоднозначности для функции $\arctg(\cdot)$: $v = 0$ при $\cos(\Delta\phi) > 0$; $v = -1$ при $\cos(\Delta\phi) < 0$.

Анализ уравнения (2) показывает, что оценка $\hat{\theta}_l$ направления на ИРИ определяется на основе двумерной пространственно-временной корреляционной обработки комплексного взаимного пространственного спектра $U_{v,k,l}(j\Omega_p)$ излучения $S_l(t)$, принятого линейной АР с многолепестковой ортогональной ДН за время T_a анализа. Отчёты взаимного пространственного спектра $U_{v,k,l}(j\Omega_p)$ определяются путём пространственной корреляционной обработки выделенной сигнальной группы.

При этом k -й сигнальной группой является массив $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ комплексных откликов АР с многолепестковой ДН на действие k -й временной спектральной составляющей с частотой $\omega_{S,k}$ излучения l -го ИРИ, принятого перекрывающимися главными лепестками смежных парциальных ДН, где $p_{L,l}, p_{H,l}$ — номера нижней и верхней частот выделенной сигнальной группы.

Точность пеленгования будем оценивать по дисперсии погрешности оценки направления на ИРИ [1, 3]. Для исследования точности пеленгования рассматриваемого метода выполним анализ особенностей его реализации. Из уравнения (2) следует, что для условий (1) алгоритм работы радиопеленгатора включает четыре этапа: параллельный частотно-избирательный приём излучений, параллельный пространственно-избирательный приём излучений, реконструирование и пространственная корреляционная обработка, временная корреляционная обработка и оценка направлений на ИРИ принятых в полосе пропускания излучений. Ключевой операцией обработки излучений является временная корреляционная обработка, которая реализуется путем обработки спектров сигналов.

Для этих условий дисперсия $\sigma_{\theta,l}^2$ погрешности оценки направления на l -й ИРИ определяется дис-

персией $\sigma_{\tau,l}^2$ оценки времени задержки приёма соответствующего сигнала $S_l(t)$ разнесёнными в пространстве пеленгационными радиоканалами. Для случая отсчёта направления на ИРИ от линии антенной базы дисперсия $\sigma_{\theta,l}^2$ равняется [3, 8]:

$$\sigma_{\theta,l}^2 = \frac{\sigma_{\tau,l}^2 \cdot c^2}{(\Delta z \cdot d)^2 \cdot \sin^2 \theta}. \quad (3)$$

В свою очередь, дисперсия $\sigma_{\tau,l}^2$ при корреляционно-интерферометрическом пеленговании и отсутствии фазовых флуктуаций на пути распространения излучения определяется согласно уравнения [3, 9]:

$$\sigma_{\tau,l}^2 = 2\pi/\omega_{0,l}^2 \cdot T_a \cdot \mu_l \cdot \Delta\omega_{a,l}, \quad (4)$$

где $\omega_{0,l} \in [\omega_l; \omega_{l+1}]$ – средняя частота полосы анализа l -го сигнала; $T_a = N_S \cdot T_d$ – время анализа радиоизлучения; N_S – количество накопленных временных отсчётов смеси $U_z(t)$ радиоизлучений; T_d – период дискретизации; $\mu_l = P_{S\mu,l}/P_{N\mu}$ – отношение сигнал/шум на входе коррелятора пеленгатора для l -го сигнала; $\Delta\omega_{a,l} = \omega_{l+1} - \omega_l$ – ширина полосы частот анализа для l -го сигнала; $P_{S\mu,l}$ – мощность l -го сигнала на входе коррелятора; $P_{N\mu}$ – мощность шума на входе коррелятора.

Анализ уравнения (4) показывает, что дисперсия $\sigma_{\tau,l}^2$ оценки времени задержки приема сигнала при других неизменных условиях обратно пропорциональна входному отношению μ_l сигнал/шум, времени T_a анализа и ширине $\Delta\omega_{a,l}$ полосы анализа.

Определим отношение μ_l сигнал/шум на входе коррелятора с учётом значения входного отношения $\mu_{l,l}$ сигнал/шум для l -го сигнала на входах пеленгационных радиоканалов Z -канальной АР. Учитывая расположение ИРИ сигналов $S_l(t)$ в дальней зоне и идентичность пеленгационных каналов АР при относительно небольших размерах апертуры её раскрыва, входное отношение $\mu_{l,l}$ сигнал/шум для всех пеленгационных радиоканалов будет одинаковым [3].

В результате определим отношение $\mu_{l,l}$ сигнал/шум на входах пеленгационных радиоканалов АР в пределах их полосы пропускания Δf_k следующим образом:

$$\mu_{l,l} = P_{S,l}/P_N = P_{S,l}/N \cdot \Delta f_k, \quad (5)$$

где $P_{S,l}, P_N$ – мощность l -го сигнала и шума на входах пеленгационных радиоканалов АР соответственно.

Основными операциями первого этапа обработки принятых АР смесей $U_z(t)$, существенно влияющими на отношение сигнал/шум, являются параллельный временной спектральный анализ (спектральный анализ временной реализации принятой смеси излучений) на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) с последующей согласованной по ширине спектра частотной селекцией

принятых излучений [2]. Частотная селекция сигналов реализуется в частотной области путём умножения спектров $U_z(j\omega_k)$ принятых смесей $U_z(t)$ на передаточную частотную характеристику $H_l(j\omega_{S,k})$ согласованных l -х фильтров с использованием соответствующих фильтров с полосой анализа $\Delta\omega_{l,l}$, равной ширине спектра соответствующего сигнала [10].

В результате после временного спектрального анализа и частотной селекции, мощность шума в пределах выделенной полосы анализа $\Delta\omega_{l,l}$, влияющего на точность пеленгования, уменьшается. При этом отношение $\mu_{l,l}$ сигнал/шум будет следующее:

$$\mu_{l,l} = \mu_{l,l} \cdot 2\pi \cdot \Delta f_k / \Delta\omega_{l,l}. \quad (6)$$

Анализ уравнения (6) показывает, что в результате частотной селекции отношение $\mu_{l,l}$ сигнал/шум можно существенно увеличить. Качественная частотная селекция для сложной ЭМО обеспечивается использованием весовой функции $W_t(n)$ «окна» при временном спектральном анализе, обеспечивая селекцию стационарных помех [10–12].

Основной операцией на втором этапе обработки, существенно влияющей на отношение сигнал/шум, является синтез комплексной ортогональной многолепестковой ДН $U_{k,l}(j\Omega_p)$ на основе алгоритма БПФ [10, 11] и согласованная по ширине спектра пространственная селекция принятых излучений на её выходе. Многолепестковая ДН $U_{k,l}(j\Omega_p)$ формируется согласно уравнению:

$$U_{k,l}(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_{z,l}(j\omega_{S,k})] \cdot e^{-j\Omega_p \cdot z} \cdot W_{\theta}(z), \quad (7)$$

где $U_{k,l}(j\Omega_p)$ – комплексный пространственный спектр для k -й составляющей временных спектров $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ принятых реализаций $U_z(t)$; $W_{\theta}(z)$ – весовая функция пространственного цифрового диаграммообразования (функция «окна» пространственного спектрального анализа).

Сформированная многолепестковая ДН (7) эквивалентна набору согласованных узкополосных фильтров, обеспечивающих согласованный пространственный приём пеленгуемых излучений [3, 11].

Также, для обеспечения пространственной селекции стационарных помех и помех переотражений и соответственно помехозащищённости пеленгования путём минимизации уровня боковых лепестков при синтезе многолепестковой ДН, целесообразно использование весовой функции $W_{\theta}(z)$ цифрового диаграммообразования, определяющей расширение её главных парциальных лепестков и соответствующее повышение уровня пространственного шума на её выходах, пропорционально её коэффициенту $K_{W_{\theta}} \geq 1$ эквивалентной шумовой полосы [12].

Пространственная селекция излучений на выходе АР с многолепестковой ДН реализуется в

пространственно-частотной области путём умножения пространственного спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$ принятой смеси $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ на передаточную частотную характеристику $H_l(j\Omega_p)$ согласованного пространственного фильтра. Полоса пропускания пространственного фильтра $H_l(j\Omega_p)$ равна ширине пространственного спектра l -го излучения, которая равна ширине его сигнальной группы $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$.

Такая обработка выполняется для всех полученных пространственных спектров $U_{k,l}(j\Omega_p)$ для соответствующих k -х временных спектральных составляющих $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ l -го сигнала принятой смеси. Поиск сигнальных групп реализуется с использованием энергетического критерия и максимально правдоподобных оценок [1, 3]. Сигнальные группы $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ соответствуют локальным экстремумам пространственного спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$ и выделяются при использовании релеевского критерия разрешения, величина которого будет равняться ширине главного лепестка многолепестковой ДН на уровне -6 дБ [3, 11, 12].

С учётом уравнений (5), (6), (7) отношение $\mu_{2,l}$ сигнал/шум для отсеleктированных сигнальных групп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ будет составлять:

$$\mu_{2,l} = \mu_{1,l} \cdot \frac{Z}{K_{W\theta} \cdot m_S} = \mu_{1,l} \cdot \frac{2\pi \cdot \Delta f_k \cdot Z}{\Delta\omega_l \cdot K_{W\theta} \cdot m_S}, \quad (8)$$

$$U_{vk,l}(\Omega_p) = \sqrt{\left[\sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} U_{Ak,l}^2(\Omega_p) \sin(\Omega_p d \Delta z) \right]^2 + \left[\sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} U_{Ak,l}^2(\Omega_p) \cos(\Omega_p d \Delta z) \right]^2}. \quad (10)$$

Оценим отношение сигнал/шум после пространственной корреляционной обработки, реализованной в уравнениях (9) и (10). Для этого следует отметить, что пространственный аналитический сигнал $U_{k,l}(jz)$ содержит аддитивные сигнальную $S_{k,l}(jz)$ и шумовую $N_k(jz)$ составляющие: $U_{k,l}(jz) = S_{k,l}(jz) + N_k(jz)$. Шумовая составляющая $N_k(jz)$ пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$ является пространственным узкополосным нормальным процессом. Это определяется тем, что парциальные ДН многолепестковой ДН являются узкополосными согласованными пространственными фильтрами, поэтому на их выходах шумовые составляющие будут иметь нормальный закон распределения плотности вероятности [3, 11]. Соответственно шумовая составляющая $N_k(jz)$, равная сумме шумовых составляющих парциальных ДН также будет нормальным шумовым процессом. Интервал τ_{kz} её корреляции определяется шириной её пространственного спектра, то есть шириной $((m_S - 1 + K_{W\theta})/d \cdot Z)$ полосы частот

где $K_{W\theta}$ – коэффициент эквивалентной шумовой полосы весовой функции $W_\theta(z)$ цифрового диаграммообразования; m_S – количество отсчётов сигнальной группы $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$.

Анализ уравнения (8) показывает, что использование согласованного пространственно-избирательного приёма обеспечивает существенное увеличение отношения сигнал/шум пропорционально количеству пеленгационных каналов Z .

На третьем этапе обработки для выделенных сигнальных групп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ на выходе АР с многолепестковой ДН выполняется реконструирование соответствующего пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$ на основе алгоритма обратного дискретного преобразования Гильберта и его пространственная автокорреляционная обработка в пределах апертуры $(d \cdot Z)$ АР [10]. В результате определяются значения аргумента – фазового пространственного сдвига $\Delta\widehat{\Psi}_{Ak,l}(\Delta z, \Omega_p)$, и модуля $U_{vk,l}(\Omega_p)$ комплексного взаимного пространственного спектра $U_{vk,l}(j\Omega_p)$ излучения $S_l(t)$, принятого линейной АР с многолепестковой ДН:

$$\Delta\widehat{\Psi}_{Ak,l}(\Delta z, \Omega_p) = v \cdot \pi + \arctg \left[\frac{\sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} U_{k,l}^2(\Omega_p) \sin(\Omega_p d \Delta z)}{\sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} U_{k,l}^2(\Omega_p) \cos(\Omega_p d \Delta z)} \right]; \quad (9)$$

сигнальной группы $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ [3]:

$$\tau_{kz} = d \cdot Z/2 \cdot (m_S - 1 + K_{W\theta}), \quad (11)$$

где τ_{kz} – интервал корреляции шумовой составляющей реконструированного пространственного аналитического сигнала.

С учётом величины пространственного сдвига Δz и ограниченной полосы $\Delta\Omega_U$ пространственных частот спектра пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$ отношение сигнал/шум после пространственной корреляционной обработки будет составлять:

$$\mu_{3,l} = \mu_{2,l} \cdot K_\tau^2(\Delta z) \cdot K_\Omega, \quad (12)$$

где $K_\tau(\Delta z) = \frac{\sum_{z=0}^{z-1} W_\theta(z) \cdot W_\theta(z-\Delta z)}{\sum_{z=0}^{z-1} W_\theta^2(z)}$ – значение нормированной автокорреляционной функции для весовой функции $W_\theta(z)$ цифрового диаграммообразования при сдвиге Δz ; K_Ω – коэффициент фильтрации пространственной корреляционной обработки.

В свою очередь, коэффициент K_Ω фильтрации пространственной корреляционной обработки равняется [9]:

$$K_\Omega = \Delta\Omega_U/2 \cdot \Delta\Omega_\tau = 0,5(m_S - 1 + K_{W\theta}), \quad (13)$$

где $\Delta\Omega_U = (m_S - 1 + K_{W\theta})/d \cdot Z$ – ширина спектра пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$; $\Delta\Omega_\tau = \frac{1}{d \cdot Z}$ – ширина полосы пропускания пространственных частот низкочастотной фильтрации.

Анализ уравнений (12) и (13) показывает, что пространственная корреляционная обработка обеспечивает увеличение отношения сигнал/шум пропорционально значению коэффициента K_Ω фильтрации пространственной корреляционной обработки. Это обусловлено тем, что его действие эквивалентно действию низкочастотной фильтрации пространственных аддитивных шумов пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$.

Однако при этом возникают определенные энергетические потери сигнальной составляющей $S_{k,l}(jz)$ пространственного аналитического сигнала $U_{k,l}(jz)$, пропорциональные значению пространственного сдвига Δz , зависящие от формы весовой функции $W_\theta(z)$ цифрового диаграммообразования.

С учётом уравнений (12) и (13) окончательное значение отношения $\mu_{3,l}$ сигнал/шум после процедуры пространственной корреляционной обработки равняется:

$$\mu_{3,l} = \mu_{1,l} \frac{\pi \Delta f_k Z K_\tau^2(\Delta z) (m_S - 1 + K_{W\theta})}{\Delta\omega_{\cdot l} K_{W\theta} \cdot m_S}. \quad (14)$$

На четвертом этапе обработки согласно (2) реализуется беспойсковая дисперсионно-корреляционная оценка направлений на ИРИ сигналов $S_l(t)$ с использованием всех k -х составляющих спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$ l -го ИРИ в пределах выделенной полосы $\Delta\omega_{a,l}$ частот одновременного анализа [2]. Поэтому отношение $\mu_{3,l}$ сигнал/шум после пространственной корреляционной обработки равняется отношению μ_l сигнал/шум на входе временного коррелятора, то есть $\mu_{3,l} = \mu_l$. В результате с учётом уравнения (14) уравнение (8) будет иметь вид:

$$\sigma_{\tau,l}^2 = \frac{2K_{W\theta}m_S}{\omega_0^2 T_a \mu_{1,l} \Delta f_k Z K_\tau^2(\Delta z) (m_S - 1 + K_{W\theta})}. \quad (15)$$

Таким образом, с учётом уравнений (2), (3) и (15) дисперсия $\sigma_{\theta,l}^2$ оценки направления на l -й ИРИ равняется:

$$\sigma_{\theta,l}^2 = \frac{1}{d^2 \sin^2 \theta} \cdot \frac{2K_{W\theta}c^2 m_S}{\omega_0^2 T_a \mu_{1,l} \Delta f_k Z K_\tau^2(\Delta z) (m_S - 1 + K_{W\theta}) (\Delta z)^2}. \quad (16)$$

Анализ уравнения (16) показывает, что дисперсия $\sigma_{\theta,l}^2$ оценки направления на l -й ИРИ существенно уменьшается при увеличении количества Z каналов АР, времени T_a анализа излучения ИРИ, а также эффективности его пространственной селекции и корреляционной обработки в пределах апертуры АР со многолепестковой ДН. Основными параметрами процедуры пространственной обработки при прочих равных условиях являются: пространственный сдвиг Δz : $\tau_{kz} \leq \Delta z \leq d \cdot Z$, и значение $K_\tau(\Delta z)$ нормированной корреляционной функции.

Сравним полученное уравнение (16) для дисперсии $\sigma_{\theta,l}^2$ оценки направления на l -й ИРИ с аналогичным уравнением для известного поискового компенсационного метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с реализацией пространственной селекции с помощью двух узколепестковых ДН на основе линейной АР [1, 3, 4]:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{2\pi K_{W\theta}c^2}{\omega_0^2 T_a \mu_{1,l} \Delta\omega_a (Z/2) K_M^2 A_P^2 (0,5dZ)^2 \sin^2 \theta}, \quad (17)$$

где K_M – коэффициент когерентного усиления весовой функции $W_\theta(z)$ «окна»; A_P – коэффициент паразитной модуляции.

Для этого оценим значение $V = \sqrt{\sigma_\theta^2/\sigma_{\theta,l}^2}$ выигрыша по точности исследуемого метода: при $\Delta z = 0,25Z$ и $2\pi\Delta f_k = \Delta\omega_a$,

$$V = \sqrt{\frac{K_\tau^2(\Delta z) \cdot (m_S - 1 + K_{W\theta})}{4 \cdot m_S \cdot K_M^2 \cdot A_P^2}}.$$

При использовании весовой функции $W_\theta(z)$ Блэкмана 3 порядка с параметрами $K_{W\theta} = 1,73$, $K_M = 0,37$, $A_P = 0,88$, $m_S = 6$ [12] имеем: $K_\tau^2(\Delta z) = 0,65$, а $V = 1,31$.

Таким образом, применение беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной пространственно-временной корреляционной обработкой реконструированных излучений в пределах апертуры линейной АР обеспечивает улучшение точности пеленгования по сравнению с известными методами [1, 3, 4] за счёт дополнительной пространственной корреляционной обработки и уменьшение вычислительной сложности за счёт реконструирования пространственного аналитического сигнала в пределах всей апертуры АР и беспойсковой дисперсионно-корреляционной оценки $\hat{\Omega}_l$ (2).

2 Результаты моделирования

Проведём моделирование процесса пеленгования и исследование его точности для [2] с помощью разработанной программной модели в среде MathCad для следующих начальных условий: тип сигнала – непрерывный с линейной частотной модуляцией:

$S(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + bt^2)$; ширина спектра сигнала $\Delta f_S = 0,6$ МГц; полоса частот анализа пеленгационного радиоканала $\Delta f_k = 10$ МГц; рабочая частота сигнала $f_0 = 2$ МГц; значение частоты дискретизации $f_d = 20$ МГц; количество временных отсчётов, накапливаемое и анализируемое: $N_S = 2048$; время анализа $T_a = 0,1$ мс; количество каналов АР $Z = 64$; заданное направление на ИРИ $\theta = 60^\circ$ относительно линии апертуры АР; величина шага АР $d = 0,05$ м; количество опытов (машинных экспериментов) для оценки одного отсчёта среднего квадратического отклонения (СКО) оценки направления на ИРИ – 50; количество отсчётов сигнальной группы гармонического пространственного аналитического сигнала $m_S = 6$; тип весовой функции $W_\theta(z)$ – Блэкмана 3 порядка с уровнем боковых лепестков –58 дБ и коэффициентом эквивалентной шумовой полосы $K_{W_\theta} = 1,73$ [12].

В результате моделирования для исследуемого [2] и известного [13] методов пеленгования получено семейство зависимостей СКО оценки пеленга от отношения $\mu_{I,l}$ сигнал/шум на входе пеленгационных радиоканалов для разных значений пространственного сдвига Δz , рис. 1, ряд 2–ряд 5.

На рис. 1 показано: ряд 1 – теоретическая зависимость согласно уравнения (16) при $\Delta z = 10d$; ряд 2 – результат моделирования при $\Delta z = 10d$; ряд 3 – при $\Delta z = 15d$; ряд 4 – при $\Delta z = 20d$; ряд 5 – для известного метода пеленгования [13] при оптимизированном симметричном относительно центра АР разнесении (сдвиге) $\Delta z = 28d$ выбранных антенных элементов. Согласно уравнения (11) и с учётом условий моделирования сдвиг Δz для исследуемого метода пеленгования целесообразно выбирать не меньше $\Delta z = 5d$.

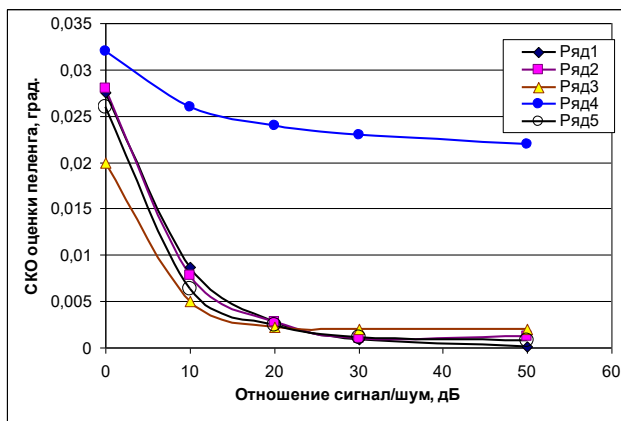


Рис. 1

Анализ рис. 1 показывает, что величина пространственного сдвига Δz существенно влияет на точность пеленгования. Зависимость СКО оценки пеленга от отношения $\mu_{I,l}$ сигнал/шум на входе пеленгационных радиоканалов является монотонной гиперболической. При увеличении величины пространственного сдвига Δz СКО оценки пеленга до значения $\Delta z = 15d$ уменьшается, а затем сильно

возрастает. Поскольку зависимость СКО оценки пеленга от величины пространственного сдвига Δz сложная, то задача выбора Δz требует дополнительных исследований и оптимизации.

Рассчитанная теоретическая зависимость (ряд 1) для весовой функции $W_\theta(z)$ Блэкмана 3-го порядка и $\Delta z = 10d$ практически совпала с зависимостью (ряд 2), полученной в результате моделирования, что подтверждает достоверность полученной оценки дисперсии погрешности пеленгования, описываемой уравнением (16). Определено, что при отношении $\mu_{I,l} = 0$ дБ сигнал/шум и величине пространственного сдвига $\Delta z = 15d$ обеспечивается пеленгование с СКО оценки пеленга $\sigma_\theta = 0,02^\circ$, что является лучшим результатом, чем для известного [2] метода пеленгования, для которого $\sigma_\theta = 0,026^\circ$. Дополнительное уменьшение СКО оценки пеленга возможно за счёт увеличения времени T_a анализа радиоизлучения.

Заключение

В работе получена аналитическая оценка дисперсии погрешности пеленгования беспойскового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с двухмерной корреляционной обработкой пространственного сигнала, которая описывается выражением (16). Показано, что кроме основных классических регулируемых параметров, таких как количество Z пеленгационных каналов и время T_a анализа излучения пеленгуемого ИРИ, на дисперсию погрешности пеленгования влияют также величина Δz сдвига для пространственной корреляционной обработки, вид весовой функции $W_\theta(z)$ цифрового диаграммообразования «окна» при пространственном спектральном анализе и значение $K_\tau(\Delta z)$ нормированной автокорреляционной функции «окна». Определено, что при отношении сигнал/шум $\mu_{I,l} = 0$ дБ и значении пространственного сдвига $\Delta z = 15d$ обеспечивается пеленгование с СКО оценки пеленга $\sigma_\theta = 0,02^\circ$, что при уменьшении вычислительной сложности метода является достаточно высоким результатом. Полученный результат является лучшим, чем для известного корреляционного метода пеленгования с реконструированием пространственного аналитического сигнала, для которого $\sigma_\theta = 0,026^\circ$. Рассчитанная теоретическая зависимость СКО оценки пеленга от отношения сигнал/шум практически совпала с зависимостью, полученной в результате моделирования. Это подтверждает достоверность полученной аналитической оценки дисперсии $\sigma_{\theta,l}^2$. Таким образом, поставленная цель статьи достигнута.

Перечень ссылок

1. Рембовский А. М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А. М. Рембовского. – М. : Горячая линия - Телеком, 2010. – 624 с.
2. Tsyporenko V. V. Development of direct method of direction finding with two-dimensional correlative processing of spatial signal / V. V. Tsyporenko, V. G. Tsyporenko // *EasternEuropean Journal of Enterprise Technologies. Information and controlling system.* – 2016. – Vol 6, №9(84). – P. 63–70.
3. Караваев В. В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с.
4. Jung-Hoon L. Interferometer direction-finding system with improved DF accuracy using two different array configurations / L. Jung-Hoon, W. Jong-Myung // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* – 2014. – Vol. 14, pp. 719–722.
5. Jian Y. Long baseline direction finding and localization algorithms for noise radiation source / Y. Jian, C. Wangjie, L. Lei, N. Xiaokang // *Proc. of the 12th International Conference Signal Processing (ICSP).* – 2014. – 19–23 Oct. pp. 52–57.
6. Xiao F. Blind spectra separation and direction finding for cognitive radio using temporal correlation-domain ESPRIT / F. Xiao, N. D. Sidiropoulos, M. Wing-Kin, J. Tranter // *Proc. of the 39th Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2014), Florence, Italy.* – 2014. – pp. 7749–7753.
7. Rangarao K. V. Gold-MUSIC: A Variation on MUSIC to Accurately Determine Peaks of the Spectrum / K. V. Rangarao, S. Venkatanarasimhan // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* – 2013. – Vol. 61, Iss. 4, pp. 2263–2268.
8. Сайбель А. Г. Основы радиолокации / А.Г. Сайбель. – М. : Сов. радио, 1961. – 384 с.
9. Белавин О. В. Основы радионавигации / О.В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.
10. Proakis J. G. Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications, 4th Edition / J. G. Proakis, D. G. Manolakis. – New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 2006. – 1077 p.
11. Lawrence M. J. Digital Spectral Analysis: With Applications / M. J. Lawrence. – New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1986. – 492 p.
12. Harris F. J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform / F. J. Harris // *Proc. of the IEEE.* – 1978. – Vol. 66, Iss. 1, pp. 51–83.
13. Ципоренко В.В. Безпешуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу / В.В. Ципоренко // *Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування.* – 2012. – № 48. – с. 75–83.

References

- [1] Rembovskiy A. M., Ashykhmin A. V. and Kuzmin V. A. (2010) *Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva* [Radiomonitoring – tasks, methods, devices – 2-nd ed]. Moscow, Goryachaya liniya - Telekom Publ., 624 p.
- [2] Tsyporenko V.V. and Tsyporenko V.G. (2016) Development of direct method of direction finding with two-dimensional correlative processing of spatial signal. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Vol. 6, Iss. 9 (84), pp. 63-70. DOI: 10.15587/1729-4061.2016.85599
- [3] Karavaev V. V. and Sazonov V. V. (1987) *Statisticheskaya teoriya passivnoi lokatsii* [Statistic theory of passive location]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 240 p.
- [4] Lee J.-H. and Woo J.-M. (2015) Interferometer Direction-Finding System With Improved DF Accuracy Using Two Different Array Configurations. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 14, , pp. 719-722. DOI: 10.1109/lawp.2014.2377291
- [5] Yang J., Chen W., Li L. and Ni X. (2014) Long baseline direction finding and localization algorithms for noise radiation source. *2014 12th International Conference on Signal Processing (ICSP)*. DOI: 10.1109/icosp.2014.7014968
- [6] Fu X., Sidiropoulos N.D., Ma W. and Tranter J. (2014) Blind spectra separation and direction finding for cognitive radio using temporal correlation-domain ESPRIT. *2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. DOI: 10.1109/icassp.2014.6855108
- [7] Rangarao K.V. and Venkatanarasimhan S. (2013) gold-MUSIC: A Variation on MUSIC to Accurately Determine Peaks of the Spectrum. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, Iss. 4, pp. 2263-2268. DOI: 10.1109/tap.2012.2232893
- [8] Saybel A. G. (1961) *Osnovy radiolokatsii* [Bases of radiolocation]. Moscow, Sov. Radio Publ., 384 p.
- [9] Belavin O. V. (1977) *Osnovy radionavigatsii*. [Bases of radionavigation]. Moscow, Sov. Radio Publ., 320 p.
- [10] Proakis J. G. and Manolakis D. G. (2006) *Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and Applications*. Prentice-Hall.
- [11] Marple S.L. (1986) *Digital Spectral Analysis: with Applications*, Prentice-Hall.
- [12] Harris F.J. (1978) On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, Iss. 1, pp. 51-83. DOI: 10.1109/proc.1978.10837
- [13] Tsyporenko V. V. (2012) Direct digital method of the correlation-interferometric radio direction-finding with reconstructing of spatial analytical signal. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaпаратobuduv.*, no. 48, pp. 75-83. (in Ukrainian)

Аналіз точності безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з двовимірною кореляційною обробкою просторового сигналу

Ципоренко В. В., Ципоренко В. Г., Чузов В. В., Андреев О. В.

Основними вимогами до сучасних засобів радіопеленгування є забезпечення їх точності та завадозахищеності, а також можливість працювати в режимі реального часу з мінімальними апаратними витратами. Типовими умовами роботи засобів радіопеленгування в складі сучасних систем радіомоніторингу є наявність складної електромагнітної обстановки. Перспективним напрямком здійснення пеленгування в цих умовах є використання цифрових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Кореляційно-інтерферометричні пеленгатори забезпечують широкий діапазон частот, стійкість до перешкод, обумовлених багатопроменевим поширенням сигналу, високу чутливість та точність. Проте найбільш правдоподібна оцінка напрямку на джерело радіовипромінювання базується на основі пошукового послідовного кореляційного аналізу та огляду простору. Цей факт значно обмежує їх продуктивність і вимагає великих апаратних витрат системи обробки даних або більшу ефективність їх застосування в динамічних умовах електромагнітної обстановки. Недоліком даного методу є також низька точність пеленгування для умови повного перекриття за частотою спектрів сигналів. Тому для використання в автоматизованих системах радіомоніторингу актуальною задачею є розробка та дослідження цифрових швидкодіючих методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування з просторовою та частотною селекцією. У статті досліджена точність безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з двовимірною кореляційною обробкою просторового сигналу. Отримано аналітичні вирази для дисперсії похибки оцінки затримки сигналу і пеленга. Показано, що крім основних класичних регульованих параметрів, таких як кількість пеленгаційних каналів і час аналізу випромінювання, на дисперсію похибки пеленгування впливають також величина просторового зсуву кореляційної обробки, вид вагової функції цифрового діаграмоутворення і значення її нормованої автокореляційної функції. При моделюванні отримано сімейство залежностей середнього квадратичного відхилення оцінки пеленга від відношення сигнал/шум для різних значень просторового зсуву. Результати моделювання узгоджуються з оцінкою точності пеленгування, отриманою аналітично.

Ключові слова: аналіз точності; безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування; реконструювання просторового аналітичного сигналу; дисперсія похибки пеленгування

Analysis of Accuracy of Direct Digital Method of Correlative-Interferometric Direction Finding with Two-Dimensional Correlative Processing of Spatial Signal

Tsymporenko V. V., Tsymporenko V. G., Chukhov V. V., Andreiev O. V.

Introduction. The main requirements for modern means of radio direction finding are to ensure their accuracy and noise immunity and also the ability to work in real time with minimum hardware expenditure. The typical operating condition of the direction finding means of random source of radio radiation as a part of modern systems of radiomonitoring is the presence of a complex electromagnetic environment. The perspective trend of the realization of radio direction finding in these conditions is the use of digital correlative-interferometric direction finders. Correlation-interferometric direction finding techniques provide a wide frequency range, the resistance to interference caused by multipath reception, the high sensitivity and accuracy. However, the most plausible unbiased assessment of estimation of directions to the source of radio radiation is based on the search of a sequential correlational analysis and the review of the space. This fact greatly limits their performance and requires a lot of hardware expenditure of data processing systems or reduce the effectiveness of their application to dynamic conditions of electromagnetic environment. The disadvantage of this method is also a low exactness of direction finding, which spectra are completely overlapped by frequency. Therefore, for the use in the automated radiomonitoring systems the development and the research of fast-acting digital methods of correlative-interferometric direction finding with space and frequency selectivity is an urgent task.

Theoretical results. The paper investigates the accuracy of the direct digital method of correlative-interferometric direction finding with two-dimensional correlative processing of spatial signal. The analytical expressions for the error variance of the estimation of signal delay and direction have been received. It has been shown that in addition to the basic classic control parameters such as the number of the direction-finding channels and the time of the radiation analysis, the error variance of the direction finding is also affected by the magnitude of the spatial shift of the correlation processing, by the view of the weighting function of the spatial digital radiation pattern and by the value of its normalized autocorrelative function.

Experimental results. As a result of the simulation for the tested and the known DF methods we receive the family of dependences of the middle square deviation of estimation of the direction obtained from the signal/noise ratio at the inputs of the direction finding radio channels for the different values of the spatial shift. It is determined that at the signal/noise ratio 0 dB and at the amount of the spatial shift 15 the direction finding is provided with the middle square deviation 0,02 degrees, which has a better result than for the known method of direction finding, which has 0,026. The additional reduction of the middle square deviation of estimation of direction is possible by increasing the radio emission analysis time.

Conclusion. The analysis showed that the spatial shift significantly affects the accuracy of direction finding. It is determined that proposed method has a better result than known method of direction finding. The results of the simulation have coincided with the assessment of the accuracy of the direction finding, obtained analytically.

Key words: noise immunity analysis; direct digital method of correlative-interferometric direction finding; reconstructing of spatial analytical signal; the variance of direction finding