

## ЦИФРОВИЙ МЕТОД ШИРОКОСМУГОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ДИСПЕРСІЙНО-КОРЕЛЯЦІЙНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ РАДІОВИПРОМІНЮВАНЬ

(Представлено д.т.н., проф. Манойловим В.П.)

*Розроблено цифровий метод широкосмугового спектрального дисперсійно-кореляційного пеленгування радіовипромінювань, який відрізняється використанням цифрового спектрального аналізу, прийнятого рознесеними у просторі радіоканалами радіовипромінювання та дисперсійним перетворенням комплексного взаємного спектра сигналів з подальшим прямим визначенням затримки та відповідного напрямку на джерело. Виконано аналіз точності розробленого методу пеленгування.*

**Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями.** На сьогодні радіомоніторинг радіоелектронних засобів повинен здійснюватися в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації радіомоніторингу для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрової обробки комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1, 2].

Зазвичай пеленгування реалізується пошуковим компенсційним кореляційно-інтерферометричним методом з пошуком такого значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємно кореляційної функції, недоліком якого є великі часові або апаратні витрати. Це зумовлено тим, що в процесі пеленгування необхідно здійснити визначення взаємно кореляційної функції сигналів для усіх можливих напрямків на джерело радіовипромінювання (ДРВ), кількість яких визначається точністю пеленгування. Тому дослідження по підвищенню швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми.** В роботах [3, 4, 5] виконано дослідження аналогових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують неперервне пошукове визначення напрямку на джерело випромінювання. Визначені алгоритми та побудова відповідних засобів кореляційно-інтерферометричного аналогового пеленгування та їх точносні характеристики. Однак, вказані методи використовують послідовний пошук екстремального напрямку, що визначає їх відносно низьку швидкодію.

У роботах [6, 7, 8] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на джерело випромінювання шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих випромінювань. Визначені алгоритми та побудова відповідних засобів кореляційно-інтерферометричного цифрового пеленгування та їх точносні характеристики. Однак, вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремального напрямку, що визначає їх відносно низьку швидкодію і точність. Низька точність визначається наявністю похибок дискретності, компенсації та невизначеності.

У роботах [9, 10, 11, 12] запропоновано ряд методів, що направлені на підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Ці методи використовують часткове скорочення кількості ітерацій пеленгування або відповідних обчислень, типовими варіантами яких є методи інтерполяції, методи з нерівномірним кроком дискретності формування пелюсток ДС, методи попередньої селекції сигналів або напрямків пеленгування, методи удосконалення алгоритмів обчислення проміжних результатів пеленгування, методи багатоскальних вимірювань. Спільним недоліком даних методів є недостатня швидкодія та точність при складності реалізації. Це зумовлено використанням наближених методів аналізу, втратами доступної інформації про напрямок на ДРВ і частковістю вирішення задачі підвищення швидкодії, тому що вказані методи реалізують ітераційні алгоритми.

**Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми.** Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів є розробка безпошукового цифрового методу широкосмугового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з мінімальними часовими витратами.

**Формулювання цілей статті (постановка завдання).** Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, цілями

статті є: розробка безпошукового цифрового методу ширококутового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з мінімальними часовими витратами.

**Виклад основного матеріалу дослідження.** Розглянемо задачу визначення напрямку на ДРВ кореляційно-інтерферометричним методом при прийомі випромінювань двома пеленгаційними каналами з власними шумами  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$ , що рознесені у просторі. Нехай  $S_1(t)$  – сигнал, що приймається в адитивній суміші  $U_1(t)$  зі статистично незалежним білим гаусовим шумом  $n_1(t)$  впродовж часового інтервалу  $t \in [0, T_a]$  першою антеною, а  $S_2(t)$  – сигнал, що приймається в адитивній суміші  $U_2(t)$  зі статистично незалежним білим гаусовим шумом  $n_2(t)$  впродовж часового інтервалу  $t \in [0, T_a]$  другою антеною. Шуми  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$  та сигнали  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$  є обмеженими по смузі частот  $\{f_H, f_B\}$ . Вихідні умови запишемо таким чином:

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

де  $\tau_s$  – априорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі  $[0, \tau_{s \max} < T_a]$ ;

$S_1(t)$  – випадкова, априорі невідома функція часу;

$S_2(t)$  – випадкова, априорі невідома функція часу, що має вигляд:

$$S_2(t) = A(t - \tau_s) \cdot \text{Cos}(2\pi f(t - \tau_s) + \gamma(t - \tau_s) + \varphi), \quad (2)$$

де  $A(t)$ ,  $\gamma(t)$  – детерміновані функції, що відображають закони амплітудної та фазової модуляції відповідно.

Нехай априорі відомі всі необхідні імовірнісні характеристики шумів  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$ :  $M_n$ ,  $D_n$  – відповідно математичне очікування та дисперсія шумів, зазвичай  $M_n = 0$ ;  $N = \text{const}$  – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Необхідно оптимальним чином визначити значення часу затримки  $\tau_s$  по реалізаціям  $U_1(t)$  і  $U_2(t)$ , що прийняті в інтервалі  $[0, T_a]$ .

Для початкових умов (1), (2) в кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторах оцінюється напрямок на джерело радіовипромінювання зазвичай з невідомими параметрами сигналу  $S(t)$  та формою, використовуючи регулювання часу затримки в пеленгаційних каналах та пошуком такого її значення, що відповідає максимуму взаємно кореляційної функції вихідних сигналів пеленгаційних каналів [4, 13]:

$$K_{12}(\tau_{12}) = \max \left[ \int_0^{\tau_a} U_1(t) \cdot U_2(t - \tau_{12}) dt \right]. \quad (3)$$

Алгоритм рівняння (3) відповідає оптимальному аналізу для умови априорної невизначеності щодо форми корисного сигналу  $S(t)$  та використання критерію максимуму правдоподібності. При цьому для аналізу використовуються реалізації  $U_1(t)$  і  $U_2(t)$  прийнятого випромінювання рознесеними у просторі радіоканалами обмеженої тривалості в адитивній суміші з нормальним шумом  $n(t)$  з однаковою рівномірно розподіленою в межах смуги пропускання спектральною густиною потужності  $N$  і регульованим параметром є час затримки сигналу  $\tau_{12}$  другого радіоканалу.

Для вирішення поставленої задачі представимо рівняння кореляційного радіопеленгування (3) як рівняння функціоналу правдоподібності для умов аналізу неенергетичних параметрів, таких як пеленг  $\theta$ , та при рівномірному розподілу його априорних значень в межах сектору радіопеленгування. При цьому сигнал  $U_1(t)$  будемо вважати прийнятою реалізацією адитивної суміші корисного сигналу  $S(t)$  та шуму  $n(t)$ :  $U_1(t) = S(t) + n(t)$ , а затриманий сигнал  $U_2(t)$  будемо вважати адаптивно сформованою оцінкою максимальної правдоподібності [14]:

$$F(\theta) = \text{const} \cdot \exp[q(\theta)], \quad (4)$$

де  $F(\theta)$  – функціонал правдоподібності напрямку на джерело радіовипромінювання;

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

$\xi(t) = U_1(t)$  – прийнята реалізація корисного сигналу в адитивній суміші із шумом  $n(t)$ ;

$\widehat{S}(t, \theta) = U_2(t - \tau_{ЛЗ})$  – максимально правдоподібна оцінка корисного сигналу з невідомою формою;

$\theta$  – значення пеленгу.

В цьому випадку максимально правдоподібною оцінкою  $\widehat{\theta} = f(\tau_{ЛЗ})$  буде таке його значення, що забезпечує максимум логарифма функціоналу правдоподібності  $q(\theta)$  і задовольняє умові:

$$\frac{d}{d\theta} q(\theta) = 0, \text{ при } \theta = \widehat{\theta}. \quad (5)$$

Безпосередньо рівняння (5) не має явного розв'язку, тому екстремальна оцінка  $\tau_{ЛЗ,p}$  в явному вигляді у відомих роботах не отримана [4, 13, 14].

Для вирішення поставленої задачі представимо рівняння (3) і (5) в спектральній формі [2]:

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

де  $U_1(j\omega)$ ,  $U_2(j\omega)$  – відповідно комплексні спектри сумішей  $U_1(t)$  і  $U_2(t)$ .

Враховуючи те, що при пошуку екстремальної оцінки затримки  $\tau_{ЛЗ,p}$  перетворюється сигнал  $U_2(t)$  і відповідний йому комплексний спектр, рівняння (6) доцільно представити у вигляді:

$$q(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1^*(j\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\varphi_2(\omega) - \omega\tau_{ЛЗ})) d\omega \right\}, \quad (7)$$

де  $U_2(j\omega) \cdot \exp(j(\varphi_2(\omega) - \omega\tau_{ЛЗ}))$  – оцінка опорного сигналу.

Доцільно враховувати те, що в рівнянні (7) регулюється тільки аргумент добутку комплексних спектрів при незмінних їх модулях. Враховуючи це, рівняння (7) представимо у вигляді:

$$q(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega))) d\omega \right\}, \quad (8)$$

де  $\Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$  – різницевий (взаємний) фазовий спектр прийнятих сигналів;

$\Delta\psi(\omega) = \omega\tau_{ЛЗ}$  – компенсуючий лінійно-частотний фазовий зсув.

Представимо функціонал  $q(j\omega, \theta)$  як суму сигнальної  $q_s(j\omega, \theta)$  та шумової  $q_n(j\omega, \theta)$  частини:

$$q(j\omega, \theta) = q_s(j\omega, \theta) + q_n(j\omega, \theta), \quad (9)$$

$$\text{де } q_s(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} S^2(\omega) \cdot \exp(j(\omega\tau_s - \omega\tau_{ЛЗ})) d\omega \right\};$$

$$q_n(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} (n_1(j\omega) \cdot U_2(j\omega) + n_2(j\omega) \cdot U_1(j\omega)) \cdot \exp(-j\Delta\psi(\omega)) d\omega \right\}.$$

Аналіз рівняння (9) показує, що невідомий параметр  $\tau_{ЛЗ,p}$  є складовою частиною аргументу комплексного взаємного спектра і враховується сумісно з апріорі відомим множником кругової частоти  $\omega$ , значення якого належить інтервалу частотної смуги аналізу  $\{\omega_H; \omega_B\}$ . Для забезпечення можливості отримання явного розв'язку рівняння (8) здійснимо його функціональне перетворення оператором  $\gamma(\bullet)$  для усунення взаємного впливу відомої змінної  $\omega$  та невідомої змінної  $\tau_{ЛЗ,p}$  за правилом:  $\gamma(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega)) = \text{const}$ . Для цього вказане перетворення може бути реалізоване наступним чином:

$$\gamma(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega)) = \frac{\Delta\varphi(\omega)}{\omega/\alpha} - \frac{\Delta\psi(\omega)}{\omega/\alpha} = \frac{\Delta\varphi(\omega)}{\omega/\alpha} - \alpha \cdot \tau_{ЛЗ} = \text{const}. \quad (10)$$

Необхідність одночасного перетворення двох складових аргументу сигнальної функції  $\Delta\varphi(\omega)$  та  $\Delta\psi(\omega)$  зумовлена тим, що пошук екстремального значення  $\tau_{ЛЗ,p}$  і відповідного йому пеленга  $\widehat{\theta}$  здійснюється шляхом компенсації відмінностей двох сигналів, що прийняті та сформовані першим та другим пеленгаційними каналами. Ці відмінності зумовлені тільки часом затримки. При використанні

часової області визначення ці відмінності зумовлюють фактично відносну зміну форми сигналів  $U_1(t)$  і  $U_2(t)$ . Використання частотної області визначення забезпечує можливість розділення амплітудного та фазового частотних спектрів, виділення фазового спектра для автономної обробки та усунення неідентичності сигналів  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$ . Амплітудні спектри цих сигналів однакові  $S_1(\omega) = S_2(\omega)$  і їх відмінності зумовлені відмінністю тільки фазових спектрів. Для цих умов забезпечення максимуму кореляційної функції  $K_{12}(\tau_{ЛЗ}) = q_s(\tau_{ЛЗ})$  повинно однозначно виконуватись для випадку (8) і усіх можливих варіантів використання попереднього однакового функціонального перетворення сигналів  $\gamma(S_1(t))$  і  $\gamma(S_2(t))$ . Для максимального усунення впливу шумів пеленгаційних каналів перетворення  $\gamma(\bullet)$  повинно бути лінійним по відношенню до перетворюваного фазового спектра прийнятих сумішей. Таким вимогам відповідає оператор  $\gamma(x)$  перетворення типу:

$$\gamma(x) = K(\omega) \cdot x = \frac{\alpha}{\omega} \cdot x, \tag{11}$$

де  $K(\omega) = \alpha / \omega$  – дисперсійний частотно залежний множник.

Для задачі радіопеленгування в якості змінної  $x$  оператора  $\gamma(x)$  вибирається різницевий фазовий спектр  $x = \Delta\varphi(\omega)$ . Таким чином, з урахуванням попереднього перетворення  $\gamma(x)$  згідно з (10), рівняння (8) набуде вигляду:

$$q(j\omega, \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{-2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha / \omega - \alpha \cdot \tau_{ЛЗ})) d\omega \right\}. \tag{12}$$

Для рівняння (12) знайдемо прямий розв’язок відносно  $\tau_{ЛЗ.p}$  і відповідного значення оцінки  $\hat{\theta}$ , що забезпечує максимальне значення  $q_{\max}(j\omega, \theta)$  кореляційного оператора функціонала правдоподібності. Для цього здійснимо наступні перетворення:

$$\begin{aligned} \frac{dq(j\omega, \theta)}{d\tau_{ЛЗ}} &= \text{Re} \left\{ \frac{2\alpha}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \left( \begin{aligned} &-\sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega} - \alpha\tau_{ЛЗ}\right) + \\ &+ j \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega} - \alpha\tau_{ЛЗ}\right) \end{aligned} \right) d\omega \right\} = \\ &= -\frac{2\alpha}{N} \cos(\alpha\tau_{ЛЗ}) \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega + \\ &+ \frac{2\alpha}{N} \sin(\alpha\tau_{ЛЗ}) \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega = 0 \end{aligned} \tag{13}$$

Звідси маємо значення прямого розв’язку рівняння (13):

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.p} = \frac{1}{\alpha} \arctg \frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega}. \tag{14}$$

Значення  $\hat{\tau}_{ЛЗ.p}$  знаходиться згідно з рівнянням (14) прямим методом, тобто безпошуково.

При цифровому широкопеленговому спектрально-кореляційному пеленгуванні рівняння (14) набуде вигляду [2]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.p} = \frac{1}{\alpha} \arctg \frac{\sum_{k=n_n}^{n_e} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_k) \cdot \alpha}{\omega_k}\right)}{\sum_{k=n_n}^{n_e} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_k) \cdot \alpha}{\omega_k}\right)}, \tag{15}$$

де  $\hat{\tau}_{ЛЗ.p}$  – оцінка екстремального значення компенсуючої затримки сигналу ДРВ;

$n_n, n_e$  – відповідно номери частотних складових виділених спектрів сигналів  $U_1(j\omega_k)$  та  $U_2(j\omega_k)$  певного ДРВ, які відповідають його нижній  $\omega_H$  та верхній  $\omega_B$  граничним частотам.

Аналіз рівняння (11) показує, що  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення еквівалентне дії дисперсійної лінії затримки з нелінійною часово-частотною характеристикою  $\tau_{ЛЗ,Д}(\omega)$ , що функціонально залежить від реалізації прийнятого сигналу [15] та адитивно змінює різницевий фазовий спектр прийнятих рознесеними у просторі каналами спектрів сумішей  $U_1(j\omega)$  та  $U_2(j\omega)$ :

$$\tau_{ЛЗ,Д}(\omega) = \left(\frac{\alpha - \omega}{\omega^2}\right) \cdot \Delta\varphi(\omega) = \left(\frac{\alpha - \omega}{\omega}\right) \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ,р,1}. \quad (16)$$

В результаті дії такої дисперсійної лінії затримки регулюється відносна затримка окремих складових різницевого фазового спектра  $\Delta\varphi(\omega)$ , зумовлюючи однаковість його сигнальних складових  $\Delta\varphi_S(\omega)$ :

$$\Delta\varphi_S(\omega) \cdot \alpha / \omega = (\omega\tau_S) \cdot \alpha / \omega = \alpha \cdot \tau_S. \quad (17)$$

Враховуючи співвідношення (16) і (17), доцільно  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення визначити як дисперсійне перетворення.

Оцінимо точність отриманої швидкої оцінки  $\hat{\tau}_{ЛЗ,р}$  та відповідного пеленгу  $\hat{\theta}$ . Для цього врахуємо, що попереднє  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення не впливає на амплітудний спектр, тому воно енергетично не змінює спектральної густини потужності корисного сигналу  $S^2(\omega)$  та шуму  $N(\omega)$ , а також потужності прийнятих реалізацій  $U_1(j\omega)$  та  $U_2(j\omega)$  та загальної накопичуваної енергії добутку цих сигналів. Також не змінюється закон розподілу густини імовірності різниці початкових фаз  $P(\Delta\varphi(\omega))$  частотних складових взаємного спектра прийнятих реалізацій  $\Delta\varphi(\omega)$ . Для великого відношення сигнал/шум цей закон є нормальним з математичним очікуванням  $\Delta\varphi_S(\omega)$  та дисперсією  $\sigma^2_{\Delta\varphi}$  [14]. Після  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення закон розподілу  $P(\Delta\varphi(\omega))$  залишається нормальним, але зі зміщеним математичним очікуванням і відповідно зміщеною дисперсією  $\sigma^2_{\Delta\varphi\gamma} = \alpha^2 \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi} / \omega^2$ . Таким чином  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення впливає на фазовий шум  $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ . Залежно від значення коефіцієнта  $\alpha$  доцільно виділити два основних варіанта  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення: перший – при  $\alpha_1 / \omega \leq 1$ , та другий  $\alpha_1 / \omega \geq 1$ . Перший варіант перетворення  $\gamma(\Delta\varphi)$  реалізується при умові  $\alpha_1 \leq \omega_H$  для усіх частот смуги аналізу  $\{\omega_H; \omega_B\}$ . Другий варіант реалізується при умові  $\alpha_1 \geq \omega_B$  для усіх частот смуги аналізу  $\{\omega_H; \omega_B\}$ . Для першого варіанту  $\alpha_1$  бачимо, що  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення забезпечує зменшення дисперсії аргументів частотних складових взаємного частотного комплексного спектра, що в свою чергу забезпечує відсутність погіршення точності швидкої оцінки  $\hat{\tau}_{ЛЗ,р,ш}$ , рівняння (15) у порівнянні з повільною (ітераційною), рівняння (3).

Другий варіант реалізації  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення реалізується при умові  $\alpha_2 \geq \omega_B$ , тому в межах смуги аналізу  $\{\omega_H; \omega_B\}$  воно зумовлює збільшення математичного очікування та дисперсії аргументів амплітуд складових взаємного спектра. Збільшення дисперсії аргументів амплітуд частотних складових зумовлює відповідне погіршення точності визначення пеленга  $\hat{\theta}$ . Мінімізація складової похибки радіопеленгування, що зумовлена  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворенням досягається при умові  $\alpha = \omega_H$ :

$$\min \{ \sigma^2_{\Delta\varphi\gamma} \} = \frac{\omega_H^2}{\omega^2} \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi}(\omega). \quad (18)$$

Максимальний приріст дисперсії аргументу частотної складової при  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворенні для умови (18) дорівнює:

$$\max \{ \sigma^2_{\Delta\varphi\gamma} \} = \left(\frac{\omega_B}{\omega_H}\right)^2 \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi}(\omega_H). \quad (19)$$

Аналіз рівнянь (18) і (19) показує, що попереднє  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення взаємного спектра  $\Delta\varphi(\omega)$  прийнятих випромінювань  $U_1(j\omega)$  та  $U_2(j\omega)$  зумовлює зміну дисперсії фазового шуму в межах смуги аналізу. В свою чергу, дисперсія  $\sigma^2_{\Delta\varphi}(\omega)$  взаємного спектра  $\Delta\varphi(\omega)$  визначається еквівалентним відношенням сигнал/шум  $Q(\omega)$  в смузі відповідного частотного каналу [14]:

$$\sigma_{\Delta\varphi}(\omega) = 1 / \sqrt{2} \cdot Q(\omega). \quad (20)$$

Таким чином застосування  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення зумовлює еквівалентну зміну потужності шуму  $P(\omega)$  в кожному еквівалентному частотному каналі і відповідно порушує рівномірний закон розподілу еквівалентної густини потужності шуму:

$$N_\gamma(\omega) = \frac{\alpha^2}{\omega^2} N, \tag{21}$$

де  $N_\gamma(\omega)$  – еквівалентна густина потужності шуму в смузі одночасного аналізу після  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення.

Оптимальна оцінка пеленгу для вказаних умов досягається відбілюючою частотною фільтрацією  $H_B(j\omega) = \omega/\alpha$  після  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення, що забезпечує рівномірність спектральної густини потужності шуму з подальшою оптимальною оцінкою значення компенсуючої затримки  $\hat{\tau}_{ЛЗ,р}$  і відповідного пеленгу [14].

Таким чином при цифровому широкосмуговому спектрально-кореляційному пеленгуванні рівняння (15) з урахуванням (21) набуде вигляду:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ,р} = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arctg} \frac{\sum_{kl=n_n}^{n_s} H_B(j\omega_{kl}) \cdot U_{1l}(\omega_{kl}) \cdot U_{2l}(\omega_{kl}) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_{kl}) \cdot \alpha}{\omega_{kl}}\right)}{\sum_{kl=n_n}^{n_s} H_B(j\omega_{kl}) \cdot U_{1l}(\omega_{kl}) \cdot U_{2l}(\omega_{kl}) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_{kl}) \cdot \alpha}{\omega_{kl}}\right)}, \tag{22}$$

де  $H_B(j\omega_{kl}) = \frac{\omega_{kl}}{\alpha}$  – комплексна частотна характеристика відбілюючого фільтра.

Отримані результати показують, що підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування за рахунок використання попереднього  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення прийнятих реалізацій випромінювання пеленгаційними каналами погіршує точність радіопеленгування за рахунок збільшення рівня фазового шуму. Основним недоліком запропонованого швидкого методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування у порівнянні з пошуковим є його нездатність формувати оцінки пеленга одночасно для випромінювань декількох джерел, що приймаються в адитивній суміші. В цьому випадку аргументи  $\varphi_\Sigma(\omega)$  взаємного спектра сигналів  $S_k(j\omega) = U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j\Delta\varphi_\Sigma(\omega))$  будуть визначатися складною векторною залежністю від аргументів окремих сигналів  $\varphi_\Sigma(\omega) = f\left(\sum_{i=1}^L \Delta\varphi_i(\omega)\right)$  і

результатом швидкого радіопеленгування буде певне усереднене значення пеленга по усім джерелам радіовипромінювання.

Тому для умов одночасного радіопеленгування різних джерел радіовипромінювання і забезпечення можливості використання швидкого алгоритму дисперсійно-кореляційного радіопеленгування необхідна попередня селекція, наприклад, частотна або просторова, з відповідним розділенням випромінювань окремих джерел.

Вказані вимоги ефективно реалізуються при використанні попереднього паралельного цифрового комплексного спектрального аналізу та відомих методів розділення спектрів радіосигналів [2, 8, 12, 15].

Таким чином, поставлена в статті задача вирішена. Перевагою розробленого дисперсійно-кореляційного алгоритму є висока швидкодія радіопеленгування, що забезпечується використанням безпошукового прямого методу.

Виконаємо дослідження точності дисперсійно-кореляційного алгоритму пеленгування.

В загальному випадку точність кореляційно-інтерферометричного пеленгування визначається дисперсією оцінки часу затримки  $\sigma_t^2$  прийому радіовипромінювання рознесеними у просторі пеленгаційними каналами. Для умови рівномірного енергетичного спектра радіосигналу дисперсія часу затримки  $\sigma_t^2$  при використанні когерентного кореляційного пеленгування визначається сумою шумової  $\sigma_{tu}^2$  та флуктуаційної  $\sigma_{t\phi}^2$  складових [13]:

$$\sigma_t^2 = \sigma_{tu}^2 + \sigma_{t\phi}^2, \tag{23}$$

де  $\sigma_{tu}^2 = 2\pi/\omega^2_0 \cdot T_a \cdot \mu \cdot \Delta\omega_S$ ;  $\sigma_{t\phi}^2 = \left(\frac{\varepsilon \cdot \pi}{\omega^2_0 \cdot T_a \cdot \Delta\omega_S} + \frac{1}{\omega^2_0 \cdot a}\right)$ ;

$a$  – розмір апертури антени.

Шумова складова  $\sigma_{ш}^2$  на відміну від флуктуаційної  $\sigma_{тф}^2$  залежить від відношення сигнал/шум  $\mu$  і відповідно від рівня спектральної густини потужності шуму  $N_{ш}$  пеленгаційних каналів.

Флуктуаційна складова  $\sigma_{тф}^2$  на відміну від шумової  $\sigma_{ш}^2$  визначається розміром  $a$  апертури антени.

Аналіз дисперсійно-кореляційного алгоритму пеленгування показує, що він відрізняється від звичайного когерентного кореляційного алгоритму комплексним частотно залежним зважуванням взаємного комплексного спектра  $S_{12}(j\omega_k)$ , що реалізується дисперсійним  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворенням його аргументу  $\Delta\varphi(\omega_k)$  згідно з рівнянням (22) та відбілюючим перетворенням  $K_B(\omega_k) = \omega_k / \alpha$  його модуля  $S_{12}(\omega_k)$ . Дисперсійне  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$  та відбілююче перетворення впливають тільки на рівень еквівалентного власного шуму  $N_{ш.д}$  пеленгаційних каналів і зумовлюють певне його зростання.

Таким чином, дисперсія часу затримки  $\sigma_{тд}^2$  дисперсійно-кореляційного алгоритму пеленгування буде відрізнятися від аналогічної дисперсії  $\sigma_t^2$  когерентного кореляційного алгоритму тільки в частині шумової складової дисперсії часу затримки  $\sigma_{ш.д}^2$ .

Виконаємо оцінку шумової складової дисперсії оцінки часу затримки  $\sigma_{ш.д}^2$  для дисперсійно-кореляційного алгоритму пеленгування та порівняємо її із значенням відповідної шумової складової  $\sigma_{ш}^2$  когерентного кореляційного алгоритму. Для цього згідно з (21) врахуємо, що дисперсійне  $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення взаємного спектра  $S_{12}(j\omega_k)$  зумовлює збільшення спектральної густини потужності еквівалентного шуму  $N_{ш.д}$  пеленгаційних каналів у порівнянні із рівнем  $N_{ш}$  шуму при когерентному кореляційному пеленгуванні:

$$N_{ш.д} = \frac{N_{ш} \omega_B^2}{\Delta\omega_S} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \frac{d\omega}{\omega^2}. \quad (24)$$

Максимальне значення  $N_{ш.д}$  визначається за умови лінійної апроксимації вагової функції  $(\omega_B / \omega) \leq a\omega + b$  і дорівнює:

$$N_{ш.д.max} = \left( \frac{\omega_B}{\omega_H} + 1 \right)^2 \cdot \frac{N_{ш}}{4}. \quad (25)$$

Тоді відносне збільшення рівня шуму  $\Delta_{ш}$  та шумова складова дисперсії оцінки часу затримки  $\sigma_{ш.д}^2$  при дисперсійно-кореляційному пеленгуванні не перевищує величини:

$$\Delta_{ш} = \frac{N_{ш.д.max} - N_{ш}}{N_{ш}} = \left( 0,25 \left( \frac{\omega_B}{\omega_H} + 1 \right)^2 - 1 \right) = \left( 0,25 \left( 2 + \frac{\Delta\omega_S}{\omega_H} \right)^2 - 1 \right) \quad (26)$$

$$\sigma_{ш.д}^2 = \sigma_{ш}^2 \cdot \Delta_{ш} = \frac{2\pi \cdot \Delta_{ш}}{\omega^2_0 \cdot T_a \cdot \mu \cdot \Delta\omega_S}$$

Аналіз рівнянь (26) показує, що відносний рівень еквівалентного шуму при дисперсійно-кореляційному пеленгуванні пропорційний ширині спектра  $\Delta\omega_S$  радіосигналу та обернено пропорційний значенню його середньої частоти  $\omega_{сер} = (\omega_B + \omega_H) / 2$ .

Для умов пеленгування випромінювань ДВЧ-УВЧ діапазону [1, 15] згідно з рівнянням (26) отримані залежності відносного рівня шуму  $\Delta_{ш}$  дисперсійно-кореляційного пеленгування від  $\omega_{сер}$ , при  $\Delta\omega_{S1} = 2$  МГц (ряд 1),  $\Delta\omega_{S2} = 10$  МГц (ряд 2), наведені на рис. 1.

Аналіз залежностей на рис. 1 показує, що для випромінювань ДВЧ-УВЧ діапазону відносне збільшення рівня шуму  $\Delta_{ш}$  та шумової складової дисперсії оцінки часу затримки  $\sigma_{ш.д}^2$  дисперсійно-кореляційного пеленгування буде становити не більше 2 %. Аналогічним буде і погіршення точності пеленгування при незначних флуктуаційних помилках [13].

Таким чином розроблений дисперсійно-кореляційний алгоритм пеленгування зумовлює незначне погіршення точності пеленгування, що практично не перевищує 2 %.

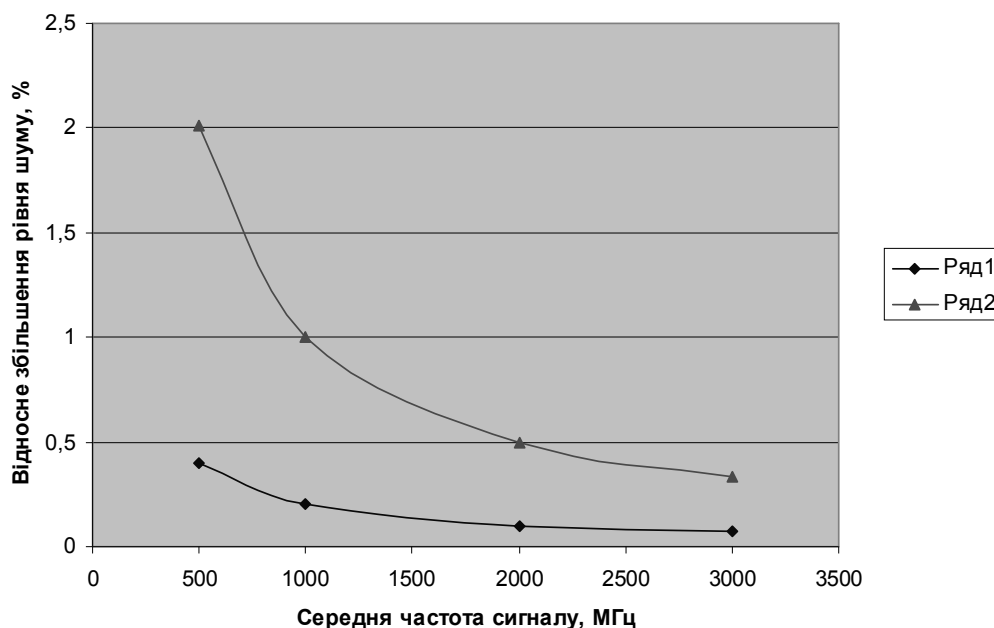


Рис. 1. Залежності відносного рівня шуму  $\Delta_{ш}$  дисперсійно-кореляційного пеленгування від  $\omega_{ср}$

**Висновки.** Розроблений цифровий метод широкосмугового дисперсійно-кореляційного радіопеленгування забезпечує можливість суттєвого підвищення швидкодії пеленгування у порівнянні з відомими часовими та спектральними кореляційно-інтерферометричними ітераційними методами пеленгування. Підвищення швидкодії забезпечується за рахунок використання цифрового спектрального аналізу прийнятої рознесеними у просторі радіоканалами суміші радіовипромінювань та дисперсійного перетворення комплексних взаємних спектрів сигналів з подальшим прямим безошуковим визначенням напрямку на ДРВ.

Проведені дослідження показали ефективність розробленого цифрового методу широкосмугового спектрального дисперсійно-кореляційного пеленгування, який за рахунок прямого методу визначення пеленгу забезпечує суттєве, більше порядку, підвищення швидкодії пеленгування при незначних втратах точності. Аналіз показав, що для випромінювань ДВЧ-УВЧ діапазону відносно збільшення рівня шуму  $\Delta_{ш}$  та шумової складової дисперсії оцінки часу затримки  $\sigma_{ш,о}^2$  дисперсійно-кореляційного пеленгування буде становити не більше 2 %.

**Перспективи подальших розвідок у даному напрямку.** В подальшому доцільно виконати дослідження залежності швидкодії розробленого цифрового методу широкосмугового дисперсійно-кореляційного радіопеленгування від параметрів радіоканалів та його завадозахищеності в складній електромагнітній обстановці.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Слободянюк П.В., Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу / Під заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.
2. Коваленко М.В., Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г. Принципи побудови широкосмугового кореляційного цифрового радіопеленгатора // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – Житомир: ЖДТУ, 2006. – № 4 (39). – С. 36–43.
3. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. – М.: Воениздат, 1966. – 248 с.
4. Белавин О.В. Основы радионавигации: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
5. Старик М.Е., Кукес И.С. Основы радиопеленгации. – М.: Сов. радио, 1964. – 640 с.
6. Винокуров В.И., Ваккер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. – М.: Советское радио, 1972. – 216 с.
7. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения. – ТИИЭР, 1982. – Т. 70. – № 9. – С. 126–139.



8. Пат. РФ № 2190236, G 01 S 5/04 Способ обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения / В.Н. Шевченко, Г.С. Емельянов, Г.Г. Вертоградов; заявл. 13.09.2000; опубл. 27.09.2002 г.
9. Шевченко В.Н. Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток // Антенны. – Вып. 12 (67). – 2002. – С. 18–22.
10. *Jacovitti G. and Scarano G.* Discrete time techniques for time delay estimation // IEEE Trans. Signal Procession. – 1993. – Feb. – Vol. 41. – P. 525–533.
11. *Moura Jose M.F., Baggeroer A.B.* Passive Systems Theory with Narrow-band and linear Constraints: Part 1 – Spatial Diversity // IEEE Journal on Ocean Engineering. – 1978. – Jan. – Vol. – № 1. – OE-3. – Pp. 5–13.
12. Пат. РФ на изобретение № 2276381, G 01 S 5/04. Радиопеленгатор для определения двумерного пеленга / В.А. Уфаев, А.И. Кузнецов, В.Д. Хрипушин, И.И. Шайдулин; заявл. 12.01.2004; опубл. 05.10.2006 г.
13. Караванов В.В., Сазанов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
14. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
15. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович – аспірант кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– пошук та пеленгування радіовипромінювань з використанням цифрових методів обробки.

Подано 04.11.2009

**Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г.** Цифровой метод широкополосного спектрального дисперсионно-корреляционного пеленгования радиоизлучений

**Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г.** Цифровий метод широкопосмугового спектрального дисперсійно-кореляційного пеленгування радіовипромінювань

**Tsiporenko V.V., Tsiporenko V.G.** Digital method of wideband spectral dispersion-cross-correlation DF

УДК 621.37:621.391

**Цифровой метод широкополосного спектрального дисперсионно-корреляционного пеленгования радиоизлучений / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко**

Разработан цифровой метод широкополосного спектрального дисперсионно-корреляционного пеленгования радиоизлучений, который отличается использованием цифрового спектрального анализа принятого разнесенными в пространстве радиоканалами радиоизлучения и дисперсионным преобразованием комплексного взаимного спектра сигналов с последующим прямым определением задержки и соответствующего направления на источник. Выполнен анализ точности разработанного метода пеленгования.

УДК 621.37:621.391

**Digital method of wideband spectral dispersion-cross-correlation DF / V.V. Tsiporenko, V.G. Tsiporenko**

It is developed the digital method of wideband spectral dispersion-cross-correlation DF, which differs the use of digital spectral analysis accepted carried in space radio channels of radio radiation and dispersion transformation of complex cross spectrum of signals with subsequent direct determination of delay and proper direction to the source. It is executed the analysis of exactness of the developed method of DF.