

title the algorithm of median filtering and algorithm of block coding to reduction of the peak-factor in systems which use OFDM signals.

Key words: OFDM, peak-to-average, modulation.

УДК 621.37:621.391

МЕТОД КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ З ДИСПЕРСІЙНОЮ ОБРОБКОЮ КОМПЛЕКСНИХ ВЗАЄМНИХ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ

Ципоренко В.В.

Вступ. Постановка задачі.

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 ширококутових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрової обробки комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1].

Зазвичай пеленгування реалізується пошуковим методом з пошуком такого значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції, недоліком якого є великі часові або апаратурні витрати. Тому дослідження по підвищенню швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

Аналіз досліджень і публікацій, в яких започатковано розв'язання даної задачі

В роботах [2, 3, 4] виконано дослідження аналогових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують неперервне пошукове визначення напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ). 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.

В роботах [5, 6, 7] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на ДРВ 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.

В роботах [8-11] 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 діаграми спрямованості (ДС), методи попередньої селекції сигналів або напрямків пеленгування, методи удосконалення алгоритмів обчислення проміжних результатів пеленгування, методи багатошкальних 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 джерело радіовипромінювання (ДРВ) і частковістю вирішення задачі підвищення швидкодії, тому що вказані методи реалізують ітераційні алгоритми.

Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів є розробка прямого методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з мінімальними часовими витратами.

Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, цілями статті є: розробка прямого цифрового методу широкопasmового 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, що рознесені у просторі на відстань d антенної бази, яка не перевищує половини мінімальної довжини хвилі випромінювань. 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 $\{\omega_H, \omega_B\}$. Вихідні умови запишемо таким чином:

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

де τ_s – апіорі невідома затримка радіосигналу (випадкова величина з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі $[0, \tau_{s \max} < T_a]$).

Нехай апіорі відомі всі необхідні ймовірнісні 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 τ_s за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті в інтервалі $[0, T_a]$.

Для початкових умов (1) в кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторах оцінюється напрямок на ДРВ зазвичай з невідомими параметрами сигналу $S(t)$ та формою, використовуючи регулювання часу затримки $\tau_{ЛЗ}$ в пеленгаційних каналах та пошуком такого її значення, що відповідає максимуму взаємної кореляційної функції вихідних сигналів пеленгаційних каналів [1, 3]:

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

Алгоритм рівняння (2) відповідає оптимальному аналізу для умов апіорної невизначеності щодо форми корисного сигналу $S(t)$ з використанням критерію максимуму правдоподібності.

Розробимо для вказаних умов алгоритм кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить визначення пеленгу з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю.

Для вирішення поставленої задачі представимо рівняння кореляційного радіопеленгування (2) як рівняння функціоналу правдоподібності для умов аналізу неенергетичних параметрів, таких як пеленг θ , та при рівномірному розподілу його апіорних значень в межах сектору радіопеленгування [13]:

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

де $F(\theta)$ – функціонал правдоподібності напрямку на джерело радіовипромінювання; $q(\theta) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) \cdot \hat{S}(t, \theta) dt$ – кореляційний оператор; $\xi(t) = U_1(t)$ – прийнята реалізація корисного сигналу в адитивній суміші із шумом $n_1(t)$; $\hat{S}(t, \theta) = U_2(t - \tau_{ЛЗ})$ – максимально правдоподібна оцінка корисного сигналу з невідомою формою; θ – значення пеленгу.

В цьому випадку максимально правдоподібною оцінкою $\hat{\theta} = f(\tau_{ЛЗ})$ буде таке його значення, що забезпечує максимум логарифма функціоналу

правдоподібності $q(\theta)$ і задовольняє умові:

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

Безпосередньо рівняння (4) явного розв'язку не має, тому екстремальна оцінка $\tau_{ЛЗ.p}$ в явному вигляді у відомих роботах не отримана [3, 12, 13].

Для прямої оцінки $\tau_{ЛЗ.p}$ доцільно використовувати спектрально-кореляційне радіопеленгування, для якого кореляційний оператор $q(\theta)$ в рівнянні (3) прийме вигляд [16]:

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

де $U_1(j\omega), U_2(j\omega)$ – комплексні спектри Фур'є сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ відповідно.

Враховуючи, що при пошуку екстремальної оцінки $\tau_{ЛЗ.p}$ значення затримки перетворюється сигнал $U_2(t)$ і відповідний йому комплексний спектр, рівняння (5) доцільно представити у вигляді:

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

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

Доцільно враховувати те, що в рівнянні (6) регулюється тільки аргумент добутку комплексних спектрів при незмінних їх модулях. Враховуючи це, рівняння (6) представимо у вигляді:

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

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.

Для забезпечення можливості отримання прямого розв'язку рівняння (7) здійснимо його функціональне перетворення оператором $\gamma(x)$ по усуненню взаємного впливу відомої змінної ω та невідомої змінної $\tau_{ЛЗ}$ за правилом: $\gamma(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega)) = const$. Для цього вказане перетворення може бути реалізоване наступним чином:

$$\gamma(\Delta\varphi(\omega) - \Delta\psi(\omega)) = \frac{\Delta\varphi(\omega)}{\omega/\alpha} - \frac{\Delta\psi(\omega)}{\omega/\alpha} = \frac{\Delta\varphi(\omega)}{\omega/\alpha} - \alpha \cdot \tau_{ЛЗ} = const, \quad (8)$$

де ω/α – дисперсійний частотно залежний множник.

Необхідність одночасного перетворення двох складових аргументу сигнальної функції $\Delta\varphi(\omega)$ та $\Delta\psi(\omega)$ зумовлена тим, що пошук екстремального значення затримки $\tau_{ЛЗ.p}$ і відповідного пеленга $\hat{\theta}$ здійснюється

шляхом компенсації відмінностей двох сигналів, що прийняті та сформовані першим та другим пеленгаційними каналами. Ці відмінності зумовлені тільки часом затримки. 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 взаємної кореляційної функції $K_{12}(\tau_{ЛЗ}) = q_s(\tau_{ЛЗ})$ повинно однозначно виконуватись для випадку (7) і усіх можливих варіантів використання попереднього однакового функціонального перетворення (8) сигналів $\gamma(S_1(t))$ і $\gamma(S_2(t))$.

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 (8), рівняння (7) прийме вигляд:

$$q(j\omega, \theta) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{-2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha / \omega - \alpha \cdot \tau_{ЛЗ})) d\omega \right\}. \quad (9)$$

Для рівняння (9) знайдемо прямий розв'язок відносно $\tau_{ЛЗ}$ і відповідного значення оцінки $\hat{\theta}$, що забезпечує максимальне значення $q_{\max}(j\omega, \theta)$ кореляційного оператора функціонала правдоподібності. Для цього здійснимо наступні перетворення:

$$\begin{aligned} \frac{dq(j\omega, \theta)}{d\tau_{ЛЗ}} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{2\alpha}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \begin{pmatrix} -\sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega} - \alpha\tau_{ЛЗ}\right) + \\ + j \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega} - \alpha\tau_{ЛЗ}\right) \end{pmatrix} d\omega \right\} = \\ &= -\frac{2\alpha}{N} \cos(\alpha\tau_{ЛЗ}) \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega + \\ &+ \frac{2\alpha}{N} \sin(\alpha\tau_{ЛЗ}) \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

Звідси маємо значення прямого розв'язку рівняння (10):

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.p} = \frac{1}{\alpha} \left[\operatorname{arctg} \frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega) \cdot \alpha}{\omega}\right) d\omega} + z \cdot \pi \right], \quad (11)$$

де $z = 0$, при $\cos(\Delta\varphi) > 0$ – коефіцієнт корекції фази для функції $\operatorname{arctg}(\Delta\varphi_{I\gamma})$; $z = -1$, при $\cos(\Delta\varphi) < 0$; $|\Delta\varphi_{I\gamma}| \leq \pi$.

Значення $\hat{\tau}_{ЛЗ.p}$ знаходиться згідно рівняння (11) прямим методом, тобто безпошуково.

Аналіз $\gamma(x)$ -перетворення показує, що воно еквівалентне дії дисперсійної лінії затримки з нелінійною часово-частотною характеристикою $\tau_{ЛЗ.д}(\omega)$, що функціонально залежить від реалізації прийнятого сигналу [14] та адитивно змінює різницевий фазовий спектр прийнятих рознесеними у просторі каналами спектрів сумішей $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$. В результаті дії такої дисперсійної лінії затримки регулюється відносна затримка окремих спектральних складових різницевого фазового спектра $\Delta\varphi(\omega)$, зумовлюючи однаковість його сигнальних складових $\Delta\varphi_s(\omega)$:

$$\Delta\varphi_s(\omega) \cdot \alpha / \omega = (\omega\tau_s) \cdot \alpha / \omega = \alpha \cdot \tau_s. \quad (12)$$

Враховуючи співвідношення (12) доцільно $\gamma(\Delta\varphi(\omega))$ -перетворення визначити як дисперсійне перетворення.

При цифровому широкосмуговому дисперсійно-кореляційному радіопеленгуванні рівняння (11) прийме вигляд:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.p.l} = \frac{1}{\alpha} \left[\operatorname{arctg} \frac{\sum_{kl=n_{nl}}^{n_{el}} U_{1l}(\omega_{kl}) \cdot U_{2l}(\omega_{kl}) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_{kl}) \cdot \alpha}{\omega_{kl}}\right)}{\sum_{kl=n_{nl}}^{n_{el}} U_{1l}(\omega_{kl}) \cdot U_{2l}(\omega_{kl}) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_{kl}) \cdot \alpha}{\omega_{kl}}\right)} + z \cdot \pi \right], \quad (13)$$

де $\hat{\tau}_{ЛЗ.p.l}$ – оцінка екстремального значення компенсуючої затримки для l -го ДРВ; n_{nl}, n_{el} – відповідно номери частотних складових виділеного l -го спектра сигналу $U_l(j\omega_k)$ певного ДРВ, які відповідають його нижній ω_{nl} та верхній ω_{el} граничним частотам; $\alpha = \omega_{nl}$ – коефіцієнт перетворення дисперсійного частотно залежного множника.

Аналіз швидкодії розробленого цифрового методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування

Виконаємо аналіз швидкодії розробленого цифрового методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування. Визначимо часові витрати $T_{ДК}$ розробленого методу радіопеленгування для умови узгодженого прийому за шириною спектра $\Delta\omega_s$ одного сигналу. Дані витрати складаються з витрат цифрового спектрального аналізу $T_{СА}$ та остаточного визначення напрямку на джерело $T_{ОВ}$:

$$T_{ДК} = T_{СА} + T_{ОВ}. \quad (14)$$

Для мінімізації часових витрат цифровий спектральний аналіз доцільно реалізувати на основі швидких алгоритмів, наприклад, алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В цьому випадку тривалість $T_{СА}$ дорів-

нює [15]:

$$T_{CA} = 2L \cdot N_{cc} \cdot \log_2 N_{cc}, \quad (15)$$

де L – кількість радіоканалів; N_{cc} – кількість спектральних складових в межах смуги аналізу.

Тривалість T_{OB} остаточного визначення напрямку визначається сумою часових витрат формування взаємного спектра T_{BC} , та дисперсійно-кореляційної обробки $T_{ДКО}$, які здійснюються послідовно у часі:

$$T_{OB} = T_{BC} + T_{ДКО}. \quad (16)$$

Витрати формування взаємного спектра T_{BC} включають операції формування $(L-1)$ взаємних спектрів $S_{12l}(j\omega_k)$ з урахуванням їх N_{cc} спектральних складових:

$$T_{BC} = 0,5N_{cc} \cdot (L-1). \quad (17)$$

Витрати $T_{ДКО}$ дисперсійно-кореляційної обробки відповідають визначенню за один цикл обробки масиву N_{cc} спектральних складових взаємного спектра $S_{12l}(j\omega_k)$ по L каналах:

$$T_{ДКО} = N_{cc} \cdot (L-1). \quad (18)$$

З урахуванням рівнянь (14)-(18) загальні часові витрати дисперсійно-кореляційного радіопеленгування дорівнюють:

$$\begin{aligned} T_{ДК} &= 2L \cdot N_{cc} \cdot \log_2 N_{cc} + 2 \cdot (L-1) \cdot N_{cc} = \\ &= 2N_{cc} (L \cdot \log_2 N_{cc} + L - 1) \end{aligned} \quad (19)$$

Порівняємо часові витрати $T_{ДК}$ дисперсійно-кореляційного радіопеленгування з аналогічними витратами ітераційного спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування $T_{СК}$ [16] за умови його реалізації також на основі алгоритму ШПФ:

$$T_{СК} = T_{CA} + T_{КА}. \quad (20)$$

При застосуванні алгоритму ШПФ тривалість T_{CA} дорівнює [15]:

$$T_{CA} = 2L \cdot N_{cc} \cdot \log_2 N_{cc}. \quad (21)$$

Витрати $T_{КА}$ ітераційного кореляційного аналізу відповідають визначенню за (D_θ/h_θ) циклів обробки по N_{cc} спектральних складових взаємного спектра $S_{12l}(j\omega_k)$ по $(L-1)$ каналах:

$$T_{КА} = (D_\theta/h_\theta) \cdot N_{cc} \cdot (L-1), \quad (22)$$

де D_θ – ширина сектору радіопеленгування, що дорівнює π радіан; $h_\theta = 2 \cdot \delta\theta$ – просторовий крок визначення напрямку на ДРВ; $\delta\theta$ – максимальна абсолютна похибка дискретності визначення напрямку на ДРВ.

З урахуванням (20), (21) загальні часові витрати ітераційного спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування дорівнюють:

$$T_{СК} = 2L \cdot N_{cc} \cdot \log_2 N_{cc} + (D_0 / h_0) \cdot N_{cc} \cdot (L - 1). \quad (23)$$

Відношення μ_T часових витрат $T_{СК}$ ітераційного спектрального кореляційно-інтерферометричного і $T_{ДК}$ дисперсійно-кореляційного методів радіопеленгування дорівнює:

$$\mu_T = \frac{T_{СК}}{T_{ДК}} = \frac{2L \cdot \log_2 N_{cc} + (D_0 / h_0) \cdot (L - 1)}{2L \cdot \log_2 N_{cc} + 2 \cdot (L - 1)}. \quad (24)$$

При $D_0 = \pi$, відношення $(D_0 / h_0) = \pi / 2\delta\theta$ дорівнює кількості L_C циклів взаємного кореляційного аналізу $L_C = \pi / 2\delta\theta$.

Мінімальна кількість каналів L зазвичай дорівнює трьом [1]. Тоді остаточний вираз рівняння (24):

$$\mu_T = \frac{3 \cdot \log_2 N_{cc} + (\pi / 2\delta\theta)}{3 \cdot \log_2 N_{cc} + 2}. \quad (25)$$

Аналіз рівняння (25) показує, що вже при $\delta\theta = 0,3^\circ$, $N_{cc} = 512$ вираш за швидкодією дисперсійно-кореляційного методу радіопеленгування $\mu_T = 11$ перевищує порядок і буде суттєво зростати при зменшенні $\delta\theta$. Таким чином запропонований метод дисперсійно-кореляційного радіопеленгування забезпечує суттєве підвищення швидкодії радіопеленгування.

Аналіз точності розробленого цифрового методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування

Виконаємо дослідження точності розробленого цифрового методу дисперсійно-кореляційного радіопеленгування. В загальному випадку точність кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування визначається дисперсією оцінки часу затримки σ_t^2 прийому радіовипромінювання рознесеними у просторі пеленгаційними каналами. Для умови рівномірного енергетичного спектра радіосигналу дисперсія часу затримки σ_t^2 при використанні когерентного кореляційного радіопеленгування визначається сумою шумової $\sigma_{ш}^2$ та флуктуаційної $\sigma_{иф}^2$ складових [12]:

$$\sigma_t^2 = \sigma_{ш}^2 + \sigma_{иф}^2, \quad (26)$$

де $\sigma_{ш}^2 = 2\pi / \omega_0^2 \cdot T_a \cdot \mu \cdot \Delta\omega_S$; $\sigma_{иф}^2 = \left(\frac{\varepsilon \cdot \pi}{\omega_0^2 \cdot T_a \cdot \Delta\omega_S} + \frac{1}{\omega_0^2 \cdot a} \right)$; a – розмір апертури антени; ω_0 – частота несучої; $\varepsilon = 1 - r^2$, r – нормована міжканальна кореляційна функція; μ – відношення сигнал/шум в максимумі спектральної лінії сигналу; $\Delta\omega_S^2$ – середньоквадратичне значення ширини спектра сигналу.

Шумова складова $\sigma_{ш}^2$ на відміну від флуктуаційної $\sigma_{ф}^2$ залежить від відношення сигнал/шум μ і відповідно від рівня спектральної густини потужності шуму $N_{ш}$ пеленгаційних каналів. Флуктуаційна складова $\sigma_{ф}^2$ на відміну від шумової $\sigma_{ш}^2$ визначається розміром a апертури антени.

Аналіз дисперсійно-кореляційного методу радіопеленгування, рівняння (11) і (13), показує, що він відрізняється від звичайного когерентного кореляційного алгоритму комплексним частотно залежним зважуванням взаємного комплексного спектра $S_{12}(j\omega_k)$, що реалізується дисперсійним $\gamma(\Delta\phi(\omega))$ -перетворенням його аргументу $\Delta\phi(\omega_k)$. Дисперсійне $\gamma(\Delta\phi(\omega))$ перетворення впливає тільки на рівень еквівалентного власного шуму $N_{ш.д}$ пеленгаційних каналів і може зумовлювати певне його зростання.

Таким чином, дисперсія часу затримки $\sigma_{т}^2$ дисперсійно-кореляційного алгоритму радіопеленгування буде відрізнятися від аналогічної дисперсії σ_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 методу радіопеленгування та порівняємо її із значенням відповідної шумової складової $\sigma_{ш}^2$ когерентного кореляційного алгоритму. Для цього врахуємо, що максимальний приріст $\sigma_{\Delta\phi\gamma}^2$ дисперсії аргументу взаємного спектра прийнятих реалізацій $\Delta\phi(\omega)$ при $\gamma(\Delta\phi(\omega))$ -перетворенні для умови $\alpha = \omega_B$ дорівнює:

$$\max \{ \sigma_{\Delta\phi\gamma}^2 \} = \left(\omega_B / \omega_H \right)^2 \cdot \sigma_{\Delta\phi}^2 (\omega_H). \quad (27)$$

Дисперсійне $\gamma(\Delta\phi(\omega))$ -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:

$$N_{ш.д} = \frac{N_{ш} \omega_B^2}{\Delta\omega_S} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \frac{d\omega}{\omega^2}. \quad (28)$$

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

$$N_{ш.д.макс} = \left(\frac{\omega_B}{\omega_H} + 1 \right)^2 \cdot \frac{N_{ш}}{4}. \quad (29)$$

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

ні, з урахуванням рівнянь (26)-(29) не перевищує величини:

$$\Delta_{ш} = \frac{N_{шд.макс} - N_{ш}}{N_{ш}} = \left(0,25 \left(\frac{\omega_B}{\omega_H} + 1 \right)^2 - 1 \right) = \left(0,25 \left(2 + \frac{\Delta\omega_S}{\omega_H} \right)^2 - 1 \right). \quad (30)$$

$$\sigma_{ш.д}^2 = \sigma_{ш}^2 \cdot \Delta_{ш} = \frac{2\pi \cdot \Delta_{ш}}{\omega_0^2 \cdot T_a \cdot \mu \cdot \Delta\omega_S}$$

Аналіз рівнянь (30) показує, що відносний рівень еквівалентного шуму при дисперсійно-кореляційному пеленгуванні пропорційний ширині спектра $\Delta\omega_S$ радіосигналу та обернено пропорційний значенню його середньої частоти $\omega_{сер} = (\omega_B + \omega_H)/2$. Залежності відносного рівня шуму $\Delta_{ш}$ дисперсійно-кореляційного радіопеленгування від $\omega_{сер}$, при $\Delta\omega_{S1} = 2\pi \cdot 2 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$ (ряд 1), $\Delta\omega_{S2} = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$ (ряд 2), наведені на рис. 1.

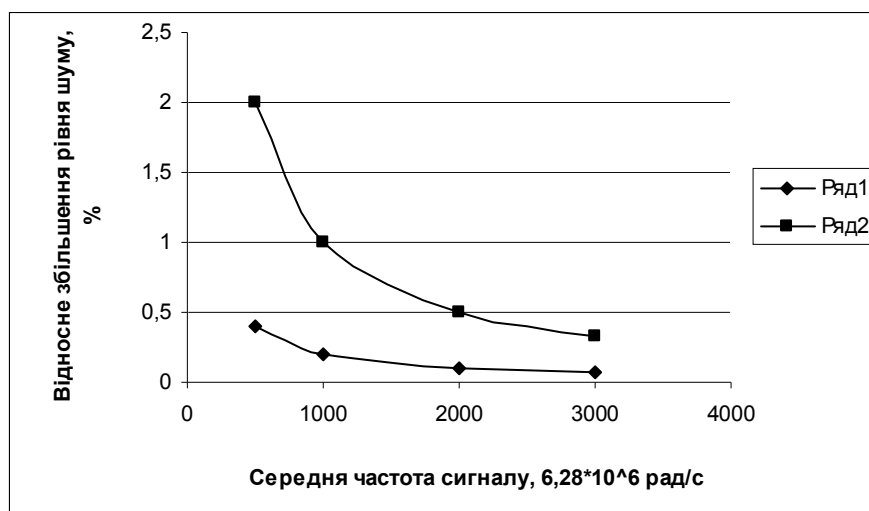


Рис. 1. Залежності відносного рівня шуму $\Delta_{ш}$ дисперсійно-кореляційного радіопеленгування від $\omega_{сер}$

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 радіопеленгування буде становити не більше 2% з пропорційним збільшенням похибки радіопеленгування при незначних флуктуаційних помилках [12].

Таким чином дисперсійно-кореляційний алгоритм радіопеленгування зумовлює незначне збільшення похибки радіопеленгування, що практично не перевищує 2%.

Висновки

Розроблений цифровий метод дисперсійно-кореляційного радіопеленгування забезпечує можливість суттєвого підвищення швидкодії пеленгу-

вання у порівнянні з відомими часовими та спектральними кореляційно-інтерферометричними пошуковими методами пеленгування. Підвищення швидкодії забезпечується за рахунок використання дисперсійного перетворення комплексних взаємних спектрів сигналів та подальшого прямого визначення напрямку на ДРВ.

Проведені дослідження точності та швидкодії підтверджують ефективність цифрового методу дисперсійно-кореляційного пеленгування, який забезпечує суттєве, більше порядку, підвищення швидкодії пеленгування при незначних втратах точності. Аналіз показав, що для випромінювань ДВЧ-УВЧ діапазону відносне збільшення рівня шуму Δ_u та шумової складової дисперсії оцінки часу затримки $\sigma_{ш.д}^2$ дисперсійно-кореляційного пеленгування буде становити не більше 2%.

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. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. – М.: Воениздат, 1966. – 248 с.
3. Белавин О.В. Основы радионавигации. Учебное пособие для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., Сов. Радио, 1977. 320 с.
4. Старик М.Е., Кулес И.С. Основы радиопеленгации. – М.: Сов. радио, 1964. 640с.
5. Винокуров В.И., Ваккер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. – М.: Советское радио, 1972. – 216 с.
6. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения//ТИИЭР, 1982, т. 70, №9, С. 126-139.
7. Патент 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. Верthroградов, Заявл. 13.09.2000; Опубл. 27.09.2002 г.
8. Шевченко В.Н. Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток. – Антенны, выпуск 12(67), 2002, С. 18-22.
9. Jacovitti G. and Scarano G., Discrete time techniques for time delay estimation, IEEE Trans. Signal Procession, vol. 41, pp. 525-533, Feb. 1993.
10. 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, vol. OE-3, pp. 5-13, №1, Jan. 1978.
11. Патент 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.
12. Караваев В.В., Сазанов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с., ил – (Статистическая теория связи. Вып. 27).
13. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
14. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.
15. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко – СПб: Питер, 2003. – 608 с.

16. Ципоренко В.В. Принципи побудови ширококутового кореляційного цифрового радіопеленгатора / В.В. Ципоренко, М.В. Коваленко, В.Г. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир: ЖДТУ, 2006. – № 4(39). – С. 36-43.

Ципоренко В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою взаємних спектрів сигналів. Розроблено цифровий метод дисперсійно-кореляційного радіопеленгування, який відрізняється прямим визначенням затримки сигналу та відповідного напрямку на джерело радіовипромінювання. Виконано порівняльний аналіз швидкодії та точності розробленого методу.

Ключові слова: цифровий спектральний аналіз, спектральне дисперсійно-кореляційне пеленгування, безошукове визначення пеленгу.

Цыпоренко В.В. Метод корреляционно-интерферометрического радиопеленгования с дисперсионной обработкой взаимных спектров сигналов. Разработан цифровой метод дисперсионно-корреляционного радиопеленгования, который отличается прямым определением задержки сигнала и соответствующего направления на источник радиозлучения. Проведен сравнительный анализ скорости и точности разработанного метода.

Ключевые слова: цифровой спектральный анализ, спектральное дисперсионно-корреляционное пеленгование, безошукое определение пеленга.

Tsyropenko V.V. Correlation-interferometr method of DF with dispersion transformation of complex cross spectrum of signals. To digital method of dispersion cross-correlation DF which differs of subsequent direct determination of delay and proper direction to the source of radio radiation is developed. The compare analyze of fast-acting and error of developed method is executed.

Keywords: digital spectrology, digital spectral cross-correlation DF, without searching determination of radio direction.

УДК 621.39

РОЗПОДІЛ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ НА ВХОДІ ПРИЙМАЧА ВИСОТНОЇ АЕРОПЛАТФОРМИ

Бичковський В.О, Реутська Ю.Ю.

Протягом останніх десятиріч простежується тенденція широкого використання аеростатичних літальних апаратів (АЛА) як висотних платформ для розміщення радіоретрансляційної апаратури. Привабливість АЛА зумовлена значною кількістю факторів, серед яких насамперед треба визначити їх економічність, ефективність та живучість. Сучасний рівень науки і техніки суттєво розширив можливості використання АЛА як у тропосфері, так і стратосфері, що відкриває нові перспективи у забезпеченні високоякісних телекомунікаційних послуг [1].

Для організації ефективного інформаційного обміну між абонентськими станціями (АС) через аеростатну ретрансляційну станцію (АРС) необхідно