

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.

Житомирський державний технологічний університет

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ БЕЗПОШУКОВОГО ЦИФРОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ДИСПЕРСІЙНО-КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГАТОРА З ВЕЛИКОЮ АНТЕННОЮ БАЗОЮ

*Проведено дослідження завадостійкості безошукowego цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора для великої антенної бази, що здійснює безошукову оцінку напрямку на джерело радіовипромінювання за один цикл кореляційного оброблення та має можливість застосування великої антенної бази для підвищення точності.*

**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 (ЕМО), великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1, 2].

З урахуванням складної ЕМО актуальною проблемою є дослідження завадостійкості кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, що забезпечує підвищення ефективності їх застосування в цілому та можливість оптимізації їх співвідношення часових та апаратних витрат, алгоритмів оброблення, параметрів складових частин.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми.** В роботі [3] розроблено безошукований кореляційно-інтерферометричний метод пеленгування, що здійснює максимально правдоподібну оцінку часу затримки прямим аналітичним методом за один цикл кореляційного оброблення. Це дозволяє здійснювати кореляційно-інтерферометричне пеленгування джерел широкосмугових радіовипромінювань в умовах реального масштабу часу.

В роботах [4–6] виконано дослідження спектрально-енергетичного методу розділення та виявлення спектрів сигналів для умов простої ЕМО, коли спектри сигналів різних джерел радіовипромінювань (ДРВ) в межах смуги прийому не перекриваються та не перемежуються, з використанням класичного критерію Релея або параметричних критеріїв.

У роботах [7–9] виконано дослідження енергетично-просторового методу розділення, виявлення та оцінка параметрів сигналів у прийнятій суміші для умов складної ЕМО, коли одночасно приймаються сигнали різних ДРВ, спектри яких перемежуються.

В роботі [10] для умов складної ЕМО виконано дослідження завадостійкості відомих методів пеленгування з урахуванням впливу операцій детектування. Отримано аналітичні оцінки похибок пеленгування, їх максимальні значення та відповідне співвідношення фазових характеристик сигналу та завади.

У [1, 11, 12] досліджено статистичні характеристики та завадостійкість відомих аналогових та цифрових багатоітераційних кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів.

Аналіз останніх досліджень і публікацій показав, що достатньо детально і глибоко проведені дослідження завадостійкості основних аналогових алгоритмів пеленгування для простої та складної ЕМО. В цілому завадостійкість радіопеленгаторів суттєво залежить від алгоритму пеленгування, загальної побудови та параметрів складових частин радіопеленгатора і його антенної бази, а також рівня складності ЕМО. Однак на сьогодні недостатньо досліджена завадостійкість перспективних безошукових спектральних кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів, які забезпечують пеленгування в реальному масштабі часу.

**Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми.** Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми дослідження завадостійкості кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів є дослідження завадостійкості безошукowego цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора для великої антенної бази.

**Формулювання цілей статті.** Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми дослідження завадостійкості кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, цілями статті є: дослідження завадостійкості безошукowego цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора з великою антенною базою.

**Викладення основного матеріалу дослідження.** Розглянемо задачу дослідження завадостійкості безошукowego цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора, що використовує

двоелементну антенну решітку з базою  $d$ , що набагато перевищує довжину хвилі  $\lambda$  радіовипромінювання, яке пеленгується:  $d \gg \lambda$ . Пеленгування здійснюється за умов складної електромагнітної обстановки, що характеризується прийомом в межах смуги пропускання адитивної суміші сигналу та завади. Прийом випромінювань здійснюється двома пеленгаційними каналами, що рознесені у просторі, з власними шумами  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$ , що є взаємно некорельованими.

Нехай  $S_{1M}(t)$  – сигнал, що приймається в адитивній суміші  $U_1(t)$  зі статистично незалежним білим гаусовим шумом  $n_1(t)$  та завадою  $S_{1Z}(t)$  впродовж часового інтервалу  $t \in [0, T_a]$  антеною першого пеленгаційного каналу, а  $S_{2M}(t)$  – сигнал, що приймається в адитивній суміші  $U_2(t)$  зі статистично незалежним білим гаусовим шумом  $n_2(t)$  та завадою  $S_{2Z}(t)$  впродовж часового інтервалу  $t \in [0, T_a]$  антеною другого пеленгаційного каналу. Шуми  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$ , сигнали  $S_{1M}(t)$  і  $S_{2M}(t)$  та завади  $S_{1Z}(t)$  і  $S_{2Z}(t)$  є обмеженими смугою частот  $[\omega_f; \omega_A]$  пропускання пеленгаційних каналів. Вихідні умови запишемо таким чином:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_{1M}(t) + S_{1Z}(t) + n_1(t); \\ U_2(t) &= S_{2M}(t) + S_{2Z}(t) + n_2(t); \\ S_{2M}(t) &= S_{1M}(t - \tau_S); \\ S_{2Z}(t) &= S_{1Z}(t + \tau_Z), \end{aligned} \quad (1)$$

де  $\tau_S$  – апріорі невідома відносна затримка прийому корисного сигналу пеленгаційними каналами, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі  $[-\tau_{S,\max}; \tau_{S,\max}]$ ;  $\tau_Z$  – апріорі невідома відносна затримка прийому завади пеленгаційними каналами, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі  $[-\tau_{S,\max}; \tau_{S,\max}]$ .

Необхідно виконати дослідження завадостійкості радіопеленгатора при застосуванні безпошукового цифрового методу спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази при різних типах завад.

Аналіз можливих варіантів електромагнітної обстановки показує, що спектри корисного сигналу і завади можуть співвідноситись згідно з наступними варіантами [5–9]:

1. Смуга частот  $[\omega_{S,f}; \omega_{S,A}]$  енергетичного спектра корисного сигналу  $S_M(\omega)$  і смуга частот  $[\omega_{Z,f}; \omega_{Z,A}]$  завади  $S_Z(\omega)$  не перекриваються:  $[\omega_{S,f}; \omega_{S,A}] \not\subseteq [\omega_{Z,f}; \omega_{Z,A}]$ .

2. Смуга частот спектрів корисного сигналу і завади перекриваються.

Для другого варіанта доцільно виділити такі види ЕМО:

– завади широкосмугові некорельовані з корисним сигналом, що відповідають широкосмуговим випромінюванням сучасних засобів зв'язку та комп'ютерних систем передачі інформації та їх перевідбиттям з шириною смуги частот  $\Delta\omega_Z = \omega_{Z,B} - \omega_{Z,H}$  більшою, ніж ширина смуги частот  $\Delta\omega_S = \omega_{S,A} - \omega_{S,f}$  корисного сигналу:  $[\Delta\omega_Z \geq \Delta\omega_S]$ ;

– завади широкосмугові корельовані з корисним сигналом, що відповідають перевідбитим випромінюванням радіоелектронних засобів (РЕЗ), що пеленгуються в поточний момент часу з шириною смуги частот  $\Delta\omega_Z$  більшою, ніж ширина смуги частот  $\Delta\omega_S$  корисного сигналу:  $[\Delta\omega_Z \geq \Delta\omega_S]$ ;

– завади вузькосмугові, які відповідають позасмуговим та паразитним випромінюванням РЕЗ, а також основні випромінювання РЕЗ, що використовують вузькосмугові сигнали з шириною смуги частот  $\Delta\omega_Z$  меншою, ніж ширина смуги частот  $\Delta\omega_S$  корисного сигналу:  $[\Delta\omega_Z \ll \Delta\omega_S]$ .

Будемо вважати, що смуга пропускання пеленгатора  $\Delta\omega_P = (\omega_A - \omega_f)$  перевищує ширину спектра сигналу, що пеленгується:  $\Delta\omega_P > \Delta\omega_S$ , враховуючи умову апріорної невизначеності щодо ширини спектра та несучої частоти випромінювання.

Розглянемо випадок, коли смуга частот спектрів корисного сигналу і завади не перекривається і їх спектри розділені за частотою.

Особливістю застосування спектральної області визначення є можливість ефективної попередньої частотної селекції сигналів і завад, спектри яких не перекриваються [5–7]. Тоді за умови частотної селекції в межах смуги пропускання пеленгатора  $\Delta\omega_P$  в результатуючому відгуку будуть відсутні взаємні кореляційні складові корисного сигналу та завади, а також автокореляційна складова завади. Необхідно відзначити, що попередня частотна селекція забезпечується без застосування додаткових спеціальних операцій оброблення спектрів прийнятих сумішей. В цьому випадку точність пеленгування буде визначатися тільки впливом власних шумів  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$ .

При селекції завод і з урахуванням власних шумів згідно з цифровим методом безпошукового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази оцінка затримки  $\hat{\tau}_C$  визначається згідно з рівнянням [4]:

$$\hat{\tau}_C = \frac{1}{\omega_{S.H}} \cdot \left[ \arctg \frac{\sum_{k=S.H}^{S.B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \sin[\Delta\varphi(\omega_k) \cdot \omega_{S.H} / \omega_k]}{\sum_{k=S.H}^{S.B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \cos[\Delta\varphi(\omega_k) \cdot \omega_{S.H} / \omega_k]} + v \cdot \pi \right], \quad (2)$$

де  $S.H, S.B$  – номери частот спектральних складових корисного сигналу  $S_M(j\omega_k)$ , що відповідають його нижній  $\omega_{S.H}$  та верхній  $\omega_{S.B}$  граничним частотам;  $k \in [0; (N_S/2) - 1]$  – номер частоти спектральних складових вхідної суміші радіовипромінювань;  $\omega_k$  –  $k$ -те значення частоти спектральних складових сигналів, що лежить в межах смуги їх робочих частот  $[\omega_{S.I}; \omega_{S.A}]$  сигналів, що отримують з використанням цифрового відновлення робочої частоти;  $\Delta\varphi(\omega_k)$  – повне значення різницевого фазового спектра корисного сигналу;  $U_1(\omega_k), U_2(\omega_k)$  – амплітудні спектри суміші корисного сигналу та шуму відповідно в першому та другому радіоканалах;  $v$  – коефіцієнт корекції фази для функції  $\arctg(\cdot)$ , що може приймати значення 0 або 1 залежно від квадранта аргументу  $\arctg(\cdot)$ .

В цьому випадку шумова складова дисперсії оцінки часу затримки  $\sigma_{\tau,\phi}^2$  при безпошуковому спектральному кореляційно-інтерферометричному пеленгуванні не буде перевищувати величини [11]:

$$\sigma_{\tau,\phi}^2 = \frac{2\pi}{\omega_0^2 \cdot T_a \cdot \mu \cdot \Delta\omega_S}, \quad (3)$$

де  $\omega_0$  – частота несучої сигналу;  $\mu$  – відношення сигнал–шум на вході в прийнятій суміші  $U_1(t)$  і  $U_2(t)$ .

Розглянемо випадок, коли смуга частот спектрів корисного сигналу і завади не перекриваються, але сигнал і завада не розділені за частотою і обробляються сумісно. Нехай потужність завади  $P_Z$  набагато більша потужності шумів  $P_n$  пеленгаційних каналів. Тому шумові складові враховувати не будемо.

Для умов дії завади адитивні суміші  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$  доцільно представити у спектральному цифровому вигляді згідно з рівнянням:

$$\begin{aligned} U_1(j\omega_k) &= S_{1M}(j\omega_k) + S_{1Z}(j\omega_k); \\ U_2(j\omega_k) &= S_{2M}(j\omega_k) + S_{2Z}(j\omega_k), \end{aligned} \quad (4)$$

де  $S_{1M}(j\omega_k) = S_{1M}(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_{1M}(\omega_k))$ ,  $S_{2M}(j\omega_k) = S_{2M}(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_{2M}(\omega_k))$  – комплексні спектри корисних сигналів пеленгаційних каналів зі своїми амплітудними  $S_{1M}(\omega_k)$ ,  $S_{2M}(\omega_k)$  та фазовими  $\varphi_{1M}(\omega_k)$ ,  $\varphi_{2M}(\omega_k)$  частотними спектрами відповідно;  $S_{1Z}(j\omega_k) = S_{1Z}(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_{1Z}(\omega_k))$ ,  $S_{2Z}(j\omega_k) = S_{2Z}(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_{2Z}(\omega_k))$  – реалізації комплексних спектрів завади в пеленгаційних каналах, прийняті першим та другим пеленгаційними каналами, зі своїми амплітудними  $S_{1Z}(\omega_k)$ ,  $S_{2Z}(\omega_k)$  та фазовими  $\varphi_{1Z}(\omega_k)$ ,  $\varphi_{2Z}(\omega_k)$  спектрами відповідно.

При здійсненні дисперсійно-кореляційного пеленгування визначається взаємний спектр прийнятих сумішей згідно з рівнянням:

$$\begin{aligned} U_{12}(j\omega_k) &= [S_{1M}(j\omega_k) + S_{1Z}(j\omega_k)]^* \cdot [S_{2M}(j\omega_k) + S_{2Z}(j\omega_k)] = \\ &= S_{1M}^*(j\omega_k) \cdot S_{2M}(j\omega_k) + S_{1Z}^*(j\omega_k) \cdot S_{2Z}(j\omega_k). \end{aligned} \quad (5)$$

Аналіз рівняння (5) показує, що за рахунок відсутності перекриття спектрів сигналу та завади в результуючому відгуку будуть відсутні взаємні кореляційні складові корисного сигналу і завади, а взаємна спектральна кореляційна функція суміші сигналу та завади буде дорівнювати сумі автокореляційних функцій сигналу та завади.

Згідно з безпошуковим цифровим дисперсійно-кореляційним методом пеленгування взаємний спектр  $U_{12}(j\omega_k)$  обробляється шляхом дисперсійного перетворення, після чого пряма максимально правдоподібна оцінка затримки  $\hat{\tau}_C$  прийому сигналу пеленгаційними каналами з урахуванням рівняння (2) визначається таким чином:

$$\hat{\tau}_c = \alpha_i / \omega_{s,i} = (1 / \omega_{s,i}) \times \left[ \arctg \frac{\sum_{k=S.H}^{S.B} S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \sin[\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)] + \sum_{k=Z.H}^{Z.B} S_Z^2(\omega_k) \cdot \sin[\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)]}{\sum_{k=S.H}^{S.B} S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \cos[\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)] + \sum_{k=Z.H}^{Z.B} S_Z^2(\omega_k) \cdot \cos[\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)]} + \nu \cdot \pi \right], \quad (6)$$

де  $\alpha_i$  – еквівалентний фазовий сигнальний зсув;  $Z.H, Z.B$  – номери частот спектральних складових завади  $S_Z(j\omega_k)$ , що відповідають його нижній  $\omega_{Z.H}$  та верхній  $\omega_{Z.B}$  граничним частотам;  $S_{1M}^2(\omega_k)$  – взаємний амплітудний спектр корисного сигналу;  $S_Z^2(\omega_k)$  – взаємний амплітудний спектр завади;  $\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)$  – дисперсійно оброблений різницевий фазовий спектр корисного сигналу;  $\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)$  – дисперсійно оброблений різницевий фазовий спектр завади.

Аналіз рівняння (6) показує, що оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  визначається співвідношенням еквівалентного сигнального фазового зсуву  $\alpha_i$  та обраної наведеної частоти  $\omega_{s,i}$ .

В цьому випадку взаємодію сигналу та завади доцільно представити у векторній формі:

$$\vec{S}_\Sigma = \vec{S}_Z + \vec{S}_M, \quad (7)$$

де  $S_Z = \left| \sum_{k=Z.H}^{Z.B} \frac{\omega_k}{\omega_{S.H}} \cdot S_Z^2(\omega_k) \cdot \exp[j\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)] \right|$ ,  $S_M = \left| \sum_{k=S.H}^{S.B} \frac{\omega_k}{\omega_{S.H}} \cdot S_M^2(\omega_k) \cdot \exp[j\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)] \right|$  – довжини сумарних векторів відповідно до завади та корисного сигналу;  $S_\Sigma$  – довжина результуючого вектора суміші завади та корисного сигналу.

Векторну діаграму корисного сигналу і завади представлено на рисунку 1. На ньому позначено:  $\alpha_M(\tau_S)$ ,  $\alpha_Z(\tau_Z)$  – кути нахилу відповідно до сигнального та завадового сумарних векторів;  $\Delta\alpha$  – кут похибки, тобто відхилення вектора  $S_\Sigma$  від  $S_M$ .

Виконаємо оцінку максимальної похибки оцінки еквівалентного фазового зсуву із врахуванням дії завади. Для цього визначимо кут похибки  $\Delta\alpha$  відхилення вектора  $S_\Sigma$  від  $S_M$ .

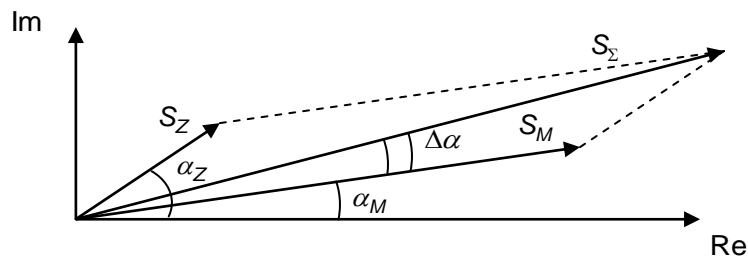


Рис. 1. Векторна діаграма корисного сигналу і завади

За теоремою синусів з рисунку 1 маємо [13]:

$$S_Z / \sin(\Delta\alpha) = S_M / \sin(\alpha_Z - \alpha_M - \Delta\alpha). \quad (8)$$

З рівняння (8) значення похибки оцінки еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\alpha$  визначається таким чином:

$$\Delta\alpha = \arctg \left( \frac{S_Z \cdot \sin(\alpha_Z - \alpha_M)}{S_M + S_Z \cdot \cos(\alpha_Z - \alpha_M)} \right). \quad (9)$$

Виконаємо аналіз максимального значення похибки  $\Delta\alpha$  залежно від величини різницевого кута  $(\alpha_Z - \alpha_M)$ . Для цього розв'яжемо таке рівняння:

$$\frac{d(\Delta\alpha)}{d(\alpha_Z - \alpha_M)} = 0. \quad (10)$$

Розв'язком рівняння (10) є значення  $\alpha_Z - \alpha_M = \pm 90^\circ$ . В результаті максимальна похибка оцінки еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\alpha$  з урахуванням (9) дорівнює:

$$\Delta\alpha = \arctg(S_Z / S_M) = \hat{\tau}_c \cdot \omega_{s,i} - \alpha_M. \quad (11)$$

Аналіз рівняння (11) показує, що максимальна похибка оцінки еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\alpha$  і відповідно до напрямку на ДРВ безпошуковим спектральним кореляційно-інтерферометричним

радіопеленгатором пропорційна відношенню модулів сумарних векторів прийнятих сигналу та завади. Отримана в рівнянні (6) оцінка  $\hat{\tau}_c$  відповідає глобальному максимуму сукупності можливих значень взаємної кореляційної функції прийнятих пеленгаційними каналами сумішей  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$ . Тому завадостійкість досліджуваного безпошукового методу співпадає із завадостійкістю ітераційного кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора [11]. Однак на відміну від ітераційного методу безпошуковий метод пеленгування не дає можливості отримати оцінку інших відліків взаємної кореляційної функції, в тому числі тих, що відповідають її локальним завадовим екстремумам. Отримана оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  буде відповідати сигнальному екстремуму взаємної кореляційної функції за умови, коли модуль сигнального вектора буде більше модуля завадового вектора  $S_M > S_Z$ . В протилежному випадку, коли  $S_M < S_Z$ , отримана оцінка  $\hat{\tau}_c$  буде відповідати завадовому екстремуму взаємної кореляційної функції.

Також порівняльний аналіз рівнянь (6), (11) та виразів для  $S_Z$  та  $S_M$  в (7) показує, що при безпошуковому дисперсійно-кореляційному пеленгуванні здійснюється одночасне накопичення енергії корисного сигналу та завади. Тому похибка пеленгування, що зумовлюється дією завади не може бути зменшена шляхом збільшення часу аналізу  $T_a$  на відміну від випадку дії тільки власних шумів згідно з рівнянням (3). Таким чином, похибка пеленгування при дії завади може бути зменшена тільки за рахунок збільшення потужності корисного сигналу, або попередньої частотної чи просторової селекції завади.

Розглянемо випадок, коли смуга частот спектрів корисного сигналу і завади перекриваються і співпадають, а завада корельована з корисним сигналом та сформована в результаті перевідбиття.

Нехай  $P_Z \gg P_n$ , тому шумові складові похибки пеленгування враховувати не будемо. В цьому випадку радіоканали приймають такі суміші сигналу та завади:

$$\begin{aligned} U_1(j\omega_k) &= S_{1M}(j\omega_k) + S_{1Z}(j\omega_k); \\ U_2(j\omega_k) &= S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_s) + S_{2Z}(j\omega_k), \end{aligned} \quad (12)$$

де  $K_V$  – коефіцієнт послаблення за амплітудою завади на трасі перевідбиття;  $S_{1Z}(j\omega_k) = K_V \cdot S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \Delta\tau_Z)$  – спектр завади в першому радіоканалі;  $S_{2Z}(j\omega_k) = K_V \cdot S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z + \tau_Z))$  – спектр завади в другому радіоканалі;  $\Delta\tau_Z$  – апріорі невідома затримка завади відносно до корисного сигналу в першому пеленгаційному каналі, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі  $[0; \Delta\tau_{Z,\max}]$ .

Після спектрального аналізу прийнятих сумішей формується взаємний спектр згідно з рівнянням:

$$\begin{aligned} U_{12}(j\omega_k) &= [S_{1M}(j\omega_k) + K_V \cdot S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \Delta\tau_Z)]^* \\ &[S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_s) + K_V \cdot S_{1M}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z + \tau_Z))] = \\ &= S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_s) + K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z + \tau_Z)) + \\ &+ K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z - \tau_s)) + K_V^2 \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_Z), \end{aligned} \quad (13)$$

де  $S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_s) = S_M(j\omega_k)$  – взаємний спектр корисного сигналу;  $K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z + \tau_Z)) + K_V^2 \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_Z) + K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(j\omega_k \cdot (\Delta\tau_Z - \tau_s)) = S_Z(j\omega_k)$  – взаємний спектр сумарної завади.

Аналіз рівняння (13) показує, що взаємний спектр  $U_{12}(j\omega_k)$  прийнятих сумішей можливо представити як адитивну суміш взаємних спектрів корисного сигналу  $S_M(j\omega_k)$  та сумарної завади  $S_Z(j\omega_k)$ . Взаємний спектр сумарної завади  $S_Z(j\omega_k)$ , в свою чергу, складається з трьох доданків, що відрізняються від взаємного спектра корисного сигналу коефіцієнтом послаблення за амплітудою та значенням аргументу, що є лінійною функцією від частоти. Тому аргумент взаємного спектра  $U_{12}(j\omega_k)$  прийнятої суміші також буде лінійною функцією від частоти з коефіцієнтом пропорційності, що дорівнює еквівалентній відносній затримці  $\tau_U$  прийому пеленгаційними каналами:

$$U_{12}(j\omega_k) = U_{12}(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_U). \quad (14)$$

Модуль взаємного спектра сумішей  $U_{12}(\omega_k)$  та еквівалентна відносна затримка  $\tau_U$  визначаються векторною сумою складових рівняння (13).

Згідно з цифровим безпошуковим спектральним кореляційно-інтерферометричним методом пеленгування взаємний спектр  $U_{12}(j\omega_k)$  обробляється шляхом дисперсійного перетворення, та пряма максимально правдоподібна оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  з урахуванням рівняння (2) визначається таким чином:

$$\hat{\tau}_c = (1/\omega_{s,f}) \times \left[ \arctg \frac{\sum_{k=S.H}^{S.B} S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \sin[\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)] + \sum_{k=S.H}^{S.B} S_Z^2(\omega_k) \cdot \sin[\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)]}{\sum_{k=S.H}^{S.B} S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \cos[\Delta\varphi_{M\gamma}(\omega_k)] + \sum_{k=S.H}^{S.B} S_Z^2(\omega_k) \cdot \cos[\Delta\varphi_{Z\gamma}(\omega_k)]} + v \cdot \pi \right]. \quad (15)$$

В результаті взаємодію корисного сигналу та корельованої завади можливо представити як векторну суму корисного сигналу та сумарної завади аналогічно рисунка 1. Враховуючи це, максимальна похибка оцінки еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\alpha$  при дії корельованої завади буде з урахуванням рівняння (11) визначатися таким чином:

$$\Delta\alpha = \arctg(S_Z/S_M), \quad (16)$$

$$\text{де } S_M = \left| \sum_{k=S.H}^{S.A} S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_s) \right|; S_Z = \left| \sum_{k=S.H}^{S.B} \left[ K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot (\Delta\tau_z + \tau_z)) + K_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(j\omega_k \cdot (\Delta\tau_z - \tau_s)) \right] + K^2_V \cdot S_{1M}^2(\omega_k) \cdot \exp(-j\omega_k \cdot \tau_z) \right|.$$

Аналіз рівнянь (15), (16) показує, що максимальна похибка оцінки еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\alpha$  безпошуковим спектральним кореляційно-інтерферометричним радіопеленгатором при дії корельованої завади пропорційна відношенню модулів сумарних векторів прийнятих сигналу та завади. Отримана в рівнянні (15) оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  відповідає глобальному максимуму сукупності можливих значень взаємної кореляційної функції прийнятих пеленгаційними каналами сумішей  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$ . Тому завадостійкість досліджуваного безпошукового методу в цьому випадку співпадає із завадостійкістю ітераційного кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора [12]. Отримана оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  буде відповідати сигнальному екстремуму взаємної кореляційної функції за умови, коли модуль сигнального вектора буде більше модуля завадового вектора  $S_M > S_Z$ . В протилежному випадку, коли  $S_M < S_Z$ , отримана оцінка затримки  $\hat{\tau}_c$  буде відповідати завадовому екстремуму взаємної кореляційної функції.

Також аналіз рівняння (15), (16) показує, що при без пошуковому цифровому кореляційно-інтерферометричному пеленгуванні здійснюється одночасне накопичення енергії корисного сигналу та завади. Тому похибка пеленгування, що зумовлюється дією корельованої завади не може бути зменшена шляхом збільшення часу аналізу  $T_a$  на відміну від випадку дії тільки власних шумів згідно з рівнянням (3). Порівняльний аналіз виразів (11) та (16) показує, що завадостійкість при дії корельованої завади значно менша порівняно з частотно рознесеною завадою за рахунок дії взаємних кореляційних складових сигналу та завади. При цьому похибка пеленгування при дії корельованої завади може бути зменшена за рахунок збільшення потужності корисного сигналу, використання попередньої частотної чи просторової селекції завади.

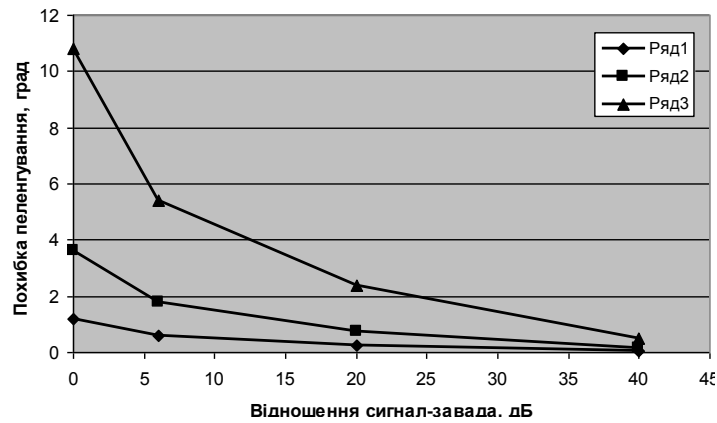
Середньоквадратична похибка пеленгування  $\sigma_\theta$  досліджуваного методу буде визначатися згідно з рівнянням [1, 3]:

$$\sigma_\theta = \sigma_{\hat{\tau}_c} \cdot \tilde{n} / d \cdot \sin \theta = \sigma_{\alpha_i} \cdot \lambda / 2\pi \cdot d \cdot \sin \theta, \quad (17)$$

де  $\sigma_{\hat{\tau}_c}$  – середньоквадратична похибка оцінки затримки;  $\sigma_{\alpha_i}$  – середньоквадратична похибка оцінки еквівалентного фазового сигнального зсуву.

Аналіз рівняння (17) показує, що єдиним прямим неенергетичним чинником збільшення завадозахищеності є збільшення антенної бази  $d$ , яка повинна значно перевищувати довжину хвилі корисного сигналу.

Виконано дослідження шляхом програмного моделювання з використанням програмного пакета MathCad залежності точності пеленгування від відношення сигнал–завада без урахування дії власних шумів. Дослідження проведено для різних значень різницевого кута  $\Delta\theta$  між напрямком на джерело сигналу та напрямком на джерело завади. Умови моделювання такі: вид модуляції сигналу – лінійна частотна, значення несучої частоти сигналу  $f_0 = 2000$  МГц, ширина спектра сигналу  $\Delta f_s = 1,25$  МГц, значення антенної бази  $d = 2$  м, тривалість аналізу  $Ta = 0,1$  мс. В результаті отримано сімейство кривих залежності середньоквадратичної похибки пеленгування  $\sigma_\theta$  від відношення сигнал–завада (рис. 2).

Рис. 2. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від відношення сигнал-завада

На рисунку 2 позначено: ряд 1 – для значення кута  $\Delta\theta = 10^\circ$ ; 2 – для значення кута  $\Delta\theta = 30^\circ$ ; 3 – для значення кута  $\Delta\theta = 90^\circ$ .

Аналіз результатів рисунка 2 показує, що максимальна похибка пеленгування буде при рознесенні напрямків приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$  на  $90^\circ$  і лежить у межах  $(10,8 \div 0,48)^\circ$  при зміні відношення сигнал-завада в межах (0–40) дБ відповідно.

Таким чином, для розглянутих випадків завадостійкість безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування співпадає із завадостійкістю ітераційного кореляційно-інтерферометричного методу пеленгування при значно вищій швидкодії. Значне погіршення завадостійкості безпошукового методу виникає за умови дії потужної завади, яка попередньо не селектується. Підвищення завадостійкості доцільно здійснювати за рахунок збільшення антенної бази, яка повинна значно перевищувати довжину хвилі корисного сигналу, а також попередньою частотною, просторовою або поляризаційною селекцією.

**Висновок.** В результаті проведених досліджень отримані аналітичні оцінки завадостійкості безпошукового цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора з великою антенною базою для умов дії частотно рознесеної та частотно суміщеної завад. Завадостійкість досліджуваного пеленгатора співпадає із завадостійкістю класичного ітераційного кореляційно-інтерферометричного пеленгатора при значно вищій швидкодії. Аналіз результатів моделювання показує, що максимальна похибка пеленгування буде виникати при рознесенні напрямків приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$  на  $90^\circ$  і лежить у межах  $(10,8 \div 0,48)^\circ$  при зміні відношення сигнал-завада в межах (0–40) дБ відповідно. Для підвищення завадостійкості доцільно застосовувати збільшення антенної бази, яка повинна значно перевищувати довжину хвилі корисного сигналу, а також попередню просторову селекцію за допомогою використання багатоелементних антенних решіток.

**Перспективи подальших досліджень у даному напрямку.** В подальшому доцільно детально дослідити статистичні характеристики похибки безпошукового цифрового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгатора з великою базою з урахуванням дії завад.

#### Список використаної літератури:

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин ; под ред. А.М. Рембовского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.
2. Слободянюк П.В. Довідник з радіомоніторингу / П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.С. Ступак ; за ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин : ТОВ “Вид-во “Аспект-Поліграф”, 2008. – 588 с.
3. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази // Вісник Національного технічного університету України “КПІ” / Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2012. – Вип. 50. – 210 с. – С. 36–45.
4. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др. ; под ред. И.Б. Федорова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 768 с.

5. *Феоктистов Ю.А.* Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / *Ю.А. Феоктистов, В.В. Матасов, Л.И. Башурин, В.И. Селезнев*; под ред. *Ю.А. Феоктистова*. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.
6. *Смирнов Ю.А.* Радиотехническая разведка / *Ю.А. Смирнов*. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.
7. *Комиссаров Ю.А.* Помехоустойчивость и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / *Ю.А. Комиссаров, С.С. Родионов*. – К.: Техника, 1978. – 208 с.
8. Обнаружение радиосигналов / *П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров и др.*; под ред. *А.А. Колосова*. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
9. *Куликов Е.И.* Оценка параметров сигналов на фоне помех / *Е.И. Куликов, А.П. Трифонов*. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
10. *Кукес И.С.* Основы радиопеленгации / *И.С. Кукес, М.Е. Старик*. – М.: Сов. радио, 1964. – 640 с.
11. *Караваев В.В.* Статистическая теория пассивной локации / *В.В. Караваев, В.В. Сазонов*. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
12. *Караваев В.В.* К теории интерферометра / *В.В. Караваев, В.В. Сазонов* // Радиотехника и электроника. – 1971. – Т. 16, № 12. – С. 2303–2308.
13. *Бронштейн И.Н.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / *И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев*. – 13-ое изд., испр. – М.: Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 544 с.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки і телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– безпошукові цифрові методи спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування.

Тел.: (0412)46–60–65.

E-mail: [tsiporenko.1985@mail.ru](mailto:tsiporenko.1985@mail.ru)

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки і телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– спектрально-просторові методи виявлення;

– оцінка параметрів та пеленгування радіовипромінювань.

Стаття надійшла до редакції 17.10.2012