

## ДОСЛІДЖЕННЯ БЕЗПОШУКОВОГО ЦИФРОВОГО МЕТОДУ СПЕКТРАЛЬНОГО КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ З ПОДВІЙНИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ

### Вступ

На сьогодні при здійсненні радіомоніторингу пеленгування радіоелектронних засобів повинне здійснюватись в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації.

Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1].

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком екстремального значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції [2]. Недоліком цього методу є великі часові або апаратні витрати та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань широкосмугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу. Тому розробка та дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

### Аналіз публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми

В роботі [3] виконано дослідження аналогових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують пошукове визначення напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ). Визначені алгоритми та побудова кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний пошук екстремальної затримки та мають низьку швидкодію.

В роботах [4, 5] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів пеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на ДРВ шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих випромінювань. Визначені алгоритми, побудова та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремальної затримки, що визначає їх відносно низьку швидкодію і точність.

В роботі [6] запропоновано цифровий метод безпошукового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечує можливість аналітичної оцінки часу затримки та відповідного пеленга. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі, що, в свою чергу, суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленга.

В роботі [7] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням, що забезпечує можливість визначення пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимальною швидкодією, а також використання антенної бази, що набагато більша за довжину хвилі, що забезпечує суттєве підвищення точності пеленгування. Проте, дослідження точності даного методу не проведено.

Ціль статті – дослідження точнісних характеристик безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

## Виклад основного матеріалу дослідження

Виконаємо дослідження точнісних характеристик безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням. Нехай корисний сигнал  $S(t)$  приймається двома радіоканалами, що рознесені у просторі на величину  $d$  антенної бази і мають статистично незалежні власні шуми  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$  відповідно. 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  $n_2(t)$  також 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 смугою частот  $\{\omega_H, \omega_B\}$ . Вихідні умови запишемо наступним 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  $\tau_S$  – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі  $[0; \tau_{S \max} < T_a]$ .

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

Для вказаних умов для забезпечення одноциклового кореляційного оброблення та можливості використання великої антенної бази  $d \gg \lambda$ , що набагато більша за значення довжини хвилі  $\lambda$  сигналу  $S(t)$ , доцільним є використання безпошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного методу з подвійним кореляційним обробленням [7]. За цим методом оцінка екстремального значення компенсуючої затримки  $\hat{\tau}_C$  визначається згідно з рівнянням:

$$\hat{\tau}_C = \Delta\xi / \Delta\omega_{C\tilde{N}},\tag{2}$$

де  $\Delta\xi$  – еквівалентний фазовий зсув між прийнятими сигналами  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ ;  $\Delta\omega_{C\tilde{N}}$  – частотний перетворювальний зсув.

За визначеною оцінкою екстремальної затримки  $\hat{\tau}_C$  напрямком на ДРВ  $\theta$  визначається згідно з рівнянням [3]:

$$\theta = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_C / d).\tag{3}$$

Аналіз рівняння (3) показує, що похибка пеленгування визначається співвідношенням похибки оцінки  $\hat{\tau}_C$  та величини антенної бази  $d$ . Враховуючи (3), визначимо дисперсію похибки пеленгування  $\sigma_\theta^2$  наступним чином [8, 9]:

$$\sigma_\theta^2 = c^2 \cdot \sigma_{\hat{\tau}_C}^2 / d^2 \cdot \sin^2 \theta,\tag{4}$$

де  $\sigma_{\hat{\tau}_C}^2$  – дисперсія похибки оцінки  $\hat{\tau}_C$ .

З урахуванням (2) дисперсія

$$\sigma_{\hat{\tau}_C}^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{C\tilde{N}}^2,\tag{5}$$

де  $\sigma_{\Delta\xi}^2$  – дисперсія похибки оцінки  $\Delta\xi$ .

Оцінка еквівалентного фазового зсуву  $\Delta\xi$  в досліджуваному методі визначається оптимальним чином [10], і її дисперсія залежить від відношення сигнал/шум  $q_{\tau\Sigma}$  у сформованій після подвійної кореляційної обробки спектральній суміші корисного сигналу і власних шумів [10] наступним чином:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = D_{\phi} / P_s = 1 / q_{\tau\Sigma}. \quad (6)$$

де  $D_{\phi}$ ,  $P_s$  – еквівалентне значення потужності шуму та сигналу відповідно.

Визначимо значення еквівалентних потужностей корисного сигналу  $P_s$  та шуму  $D_{\phi}$  після подвійного кореляційного оброблення. Для цього виконаємо аналіз особливостей процедури подвійного кореляційного оброблення спектрів у два етапи. На першому етапі формується добуток  $U_{\check{A}1}(j\omega_k)$  комплексних спектрів  $U_1(j\omega_k)$  та  $U_2(j\omega_k)$  прийнятих сумішей  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$  двома пеленгаційними каналами:

$$U_{\check{A}1}(j\omega_k) = \Delta U_1(j\omega_k) \cdot \Delta U_2(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) + S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k) + n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k), \quad (7)$$

де  $(\cdot)^*$  – операція інверсії спектра.

Аналіз рівняння (7) показує, що добуток спектрів  $U_{\check{A}1}(j\omega_k)$  містить сигнальну складову  $S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$  та три шумові складові, дві з яких  $S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$  та  $S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$  є взаємним спектром корисного сигналу та спектральних випадкових реалізацій власних шумів, а третя – взаємний спектр власних шумів пеленгаційних каналів  $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ . Усі три шумові складові сформовані на основі лінійних перетворень гаусівського білого шуму, тому є також випадковими функціями з нормальною густиною імовірності, нульовим математичним очікуванням та відповідним значенням дисперсії або потужності [10].

При великому відношенні сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів  $q_{\check{a}\check{o}1} = q_{\check{a}\check{o}2} > 1$  шумова складова власних шумів  $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$  має несуттєвий вплив і може не враховуватись:

$$U_{\check{A}1}(j\omega_k) = S_{\check{A}1}(j\omega_k) + N_{\check{A}1}(j\omega_k), \quad (8)$$

де  $S_{\check{A}1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$ ,  $N_{\check{A}1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$  – сигнальна та шумова складові добутку спектрів  $U_{\check{A}1}(j\omega_k)$  відповідно.

На другому етапі кореляційного оброблення формується другий добуток  $U_{\check{A}2}(j\omega_k)$  сформованого на першому етапі добутку комплексних спектрів  $U_{\check{A}1}(j\omega_k)$  та його реалізації  $U_{\check{A}1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\check{C}\check{N}}))$ , що зсунута за частотою на величину  $\Delta\omega_{\check{C}\check{N}}$ :

$$U_{\check{A}2}(j\omega_k) = U_{\check{A}1}(j\omega_k) \cdot U_{\check{A}1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\check{C}\check{N}})). \quad (9)$$

Визначимо основні елементи шумової структури добутку спектрів  $U_{\check{A}2}(j\omega_k)$  з урахуванням рівняння (8):

$$\begin{aligned}
U_{\ddot{A}2}(j\omega_k) = & S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot \left( S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \right)^* + \\
& S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot n_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) + S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot \\
& \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot n_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) + \left( S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \right)^* \cdot \\
& \cdot S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + \left( S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \right)^* \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)
\end{aligned} \quad (10)$$

Аналіз рівняння (10) показує, що добуток добутоків спектрів  $U_{\ddot{A}2}(j\omega_k)$  містить одну сигнальну складову  $S_{\ddot{A}2}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}})) \cdot S_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}}))$  і чотири шумові складові. Іншими чотирма складовими добутку спектрів  $U_{\ddot{A}2}(j\omega_k)$ , що мають степінь сигнальної складової менше третьої, знехтувано. За умови, що частотний перетворювальний зсув  $\Delta\omega_{\zeta\bar{N}}$  перевищує частотний інтервал кореляції шуму  $\Delta\omega_{\hat{\theta}}$ , усі шумові складові в рівнянні (10) є статистично незалежними гаусівськими величинами з нульовим математичним очікуванням і відповідним значенням дисперсії. Тому після квадратурного кореляційного оброблення, що є лінійним перетворенням, буде сформована сумарна шумова складова, дисперсія  $\sigma_{n\Sigma}^2$  якої буде дорівнювати сумі чотирьох дисперсій складових рівняння (10):

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = \sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2 + \sigma_{n3}^2 + \sigma_{n4}^2. \quad (11)$$

За умови рівномірного енергетичного спектра корисного сигналу дисперсії шумових складових рівняння (10) будуть однаковими і сумарна дисперсія  $\sigma_{n\Sigma}^2$  буде дорівнювати [8]:

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = 4\sigma_{nk}^2 = 8E_S^3 / N, \quad (12)$$

де  $\sigma_{nk}^2 = 2E_S^3 / N$  – дисперсія шумової складової другого добутку спектрів  $U_{\ddot{A}2}(j\omega_k)$ ;

$$E_S = \sum_{k=k_f}^{k_{\hat{A}}} |S_1(j\omega_k) \cdot S_2(j\omega_k)| = \sum_{k=k_f}^{k_{\hat{A}}} |S(\omega_k)|^2 \text{ – енергія реалізації сигналу } S(t);$$

$k_f, k_{\hat{A}}$  – номери частотних складових спектрів сигналів  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ , які відповідають їх нижній  $\omega_f$  та верхній  $\omega_{\hat{A}}$  граничним частотам відповідно.

Максимальне значення модуля комплексної амплітуди  $A_{S \max}$  сигнальної складової  $S_{\ddot{A}2}(j\omega_k)$  визначається наступним чином:

$$A_{S \max} = \sum_{k=k_f}^{k_{\hat{A}}} |S(j\omega_k)|^2 \cdot |S(j(\omega_k + \Delta\omega_{\zeta\bar{n}}))|^2 = \sum_{k=k_f}^{k_{\hat{A}}} |S(j\omega_k)|^4 = \frac{2E_S^2}{N}. \quad (13)$$

З урахуванням рівнянь (12) і (13) визначимо шукані значення дисперсії еквівалентного фазового зсуву (6):

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = A_{S \max}^2 / \sigma_{n\Sigma}^2 = 2N / E_S. \quad (14)$$

З урахуванням (14) рівняння (4) і (5) мають вигляд відповідно:

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{c^2 \cdot 2N}{E_S \cdot \Delta\omega_{\zeta\bar{N}}^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (15)$$

$$\sigma_{\tau}^2 = 2N / E_S \cdot \Delta\omega_{\zeta\bar{N}}^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{\zeta\bar{N}}^2. \quad (16)$$

Аналіз рівнянь (15) та (16) показує, що основними чинниками збільшення точності пеленгування є збільшення антенної бази  $d$ , частотного зсуву  $\Delta\omega_{\zeta\tilde{N}}$  та накопичуваної енергії  $E_S$  сигналу ДРВ за рахунок збільшення часу спостереження  $\Delta t$ . При цьому за умов пеленгування джерел короткочасних випромінювань більш ефективним є збільшення антенної бази  $d$ .

Виконаємо аналіз оцінки дисперсії похибки пеленгування  $\sigma_\theta^2$  за умови невеликих значень відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів:  $q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} < 1$  та  $q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}} < 1$ . Для даних умов після формування першого добутку спектрів  $U_{\hat{A}1}(j\omega_k)$  рівень шумів збільшується і еквівалентне відношення сигнал/шум  $q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{l}}$  на вході пеленгаційних каналів буде дорівнювати [3]:

$$q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{l}} = q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} \cdot q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}}. \quad (17)$$

Аналогічно еквівалентне відношення сигнал/шум  $q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{r}}$  на вході пеленгатора після формування другого добутку спектрів  $U_{\hat{A}2}(j\omega_k)$  буде дорівнювати:

$$q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{r}} = q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{l}}^2 = (q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} \cdot q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}})^2. \quad (18)$$

Після квадратурного кореляційного оброблення відношення сигнал/шум  $q_{\text{вих}}$  на виході пеленгатора буде дорівнювати [3]:

$$q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{o}} = q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{r}} \cdot K_\delta = (q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} \cdot q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}})^2 \cdot K_\delta, \quad (19)$$

де  $K_\delta = \Delta f_k / 2\Delta f_{\hat{e}\hat{i}\hat{o}} = \Delta f_k / (2/Ta \cdot K_w)$  – коефіцієнт фільтрації;

$\Delta f_k$  – ширина смуги пропускання пеленгаційних каналів;

$\Delta f_{\hat{e}\hat{i}\hat{o}}$  – ширина смуги пропускання усереднюючого фільтра пеленгатора;

$K_w$  – коефіцієнт шуму вагової функції «вікна» цифрового спектрального аналізу.

В результаті дисперсія оцінки  $\sigma_{\Delta\xi}^2$  еквівалентного фазового зсуву з урахуванням (19) для умов слабких сигналів дорівнює:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 1/q_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}\hat{o}} = 2/\Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot (q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} \cdot q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}})^2. \quad (20)$$

За умови ідентичних пеленгаційних каналів  $q_{\hat{a}\hat{o}\hat{l}} = q_{\hat{a}\hat{o}\hat{r}} = q_{\hat{a}\hat{o}}$ , тоді рівняння (20) матиме вигляд

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 2/\Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{\hat{a}\hat{o}}^4. \quad (21)$$

З урахуванням рівняння (21) дисперсії похибок оцінки затримки  $\sigma_\tau^2$  і пеленгування  $\sigma_\theta^2$  будуть дорівнювати відповідно:

$$\begin{aligned} \sigma_\theta^2 &= 2c^2 / \Delta\omega_{\zeta\tilde{N}}^2 \cdot \Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{\hat{a}\hat{o}}^4 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta; \\ \sigma_\tau^2 &= 2 / \Delta\omega_{\zeta\tilde{N}}^2 \cdot \Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{\hat{a}\hat{o}}^4. \end{aligned} \quad (22)$$

Таким чином, рівняння (15), (16), (22) дають аналітичні оцінки точності кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

Виконано дослідження основних характеристик точності кореляційно-інтерферометричного пеленгатора з подвійним кореляційним обробленням шляхом програмного моделювання з використанням програмного пакету MathCad. Умови моделювання наступні.

Вид модуляції сигналу – лінійна частотна, значення несучої частоти сигналу  $f_0 = 2000 \text{ кГц}$ , ширина спектра сигналу  $\Delta f_S$  за рівнем  $(-6\text{ дБ})$ :  $\Delta f_S = 5 \text{ кГц}$ .

В результаті отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування  $\sigma_\theta$  від значення напрямку на ДРВ при значенні антенної бази  $d = 10 \text{ м}$ , тривалості аналізу  $Ta = 0,819 \text{ мс}$ , відношенні сигнал-шум  $S/N = 40 \text{ дБ}$ , рис. 1.

Отримано сімейство залежностей похибки  $\sigma_\theta$  від величини антенної бази  $d$  при відношенні сигнал/шум  $S/N = 10 \text{ дБ}$ , значенні напрямку на ДРВ  $\theta = 70^\circ$ , значенні частотного зсуву  $\Delta f_{\text{СН}} = \Delta \omega_{\text{СН}} / 2\pi = 2,5 \text{ кГц}$ , рис. 2.

На рис. 2 позначено: ряд 1 – для значення тривалості аналізу  $Ta = 0,819 \text{ мс}$ , ряд 2 – для значення  $Ta = 3,19 \text{ мс}$ , ряд 3 – для значення  $Ta = 13,1 \text{ мс}$ .

Отримано залежність похибки  $\sigma_\theta$  від відношення сигнал/шум при значенні антенної бази  $d = 20 \text{ м}$ , значенні напрямку на ДРВ  $\theta = 70^\circ$ , значенні частотного зсуву  $\Delta f_{\text{СН}} = 2,5 \text{ кГц}$ , тривалості аналізу  $Ta = 3,19 \text{ мс}$ , рис. 3.

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування  $\sigma_\theta$  від величини частотного зсуву  $\Delta f_{\text{СН}}$  при значенні антенної бази  $d = 20 \text{ м}$ , значенні напрямку на ДРВ  $\theta = 70^\circ$ , тривалості аналізу  $Ta = 3,19 \text{ мс}$ , при відношенні сигнал/шум  $S/N = 10 \text{ дБ}$ , рис. 4.

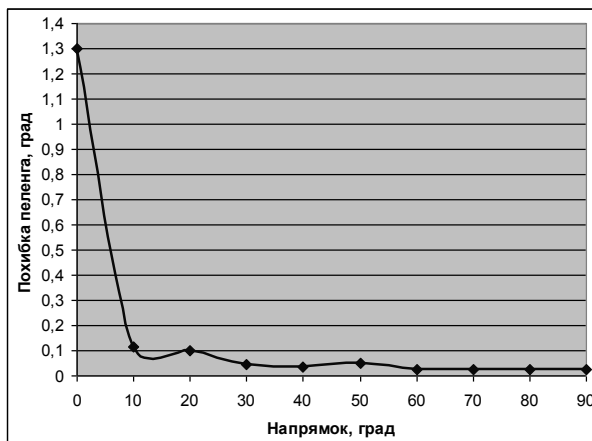


Рис. 1. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від напрямку на ДРВ

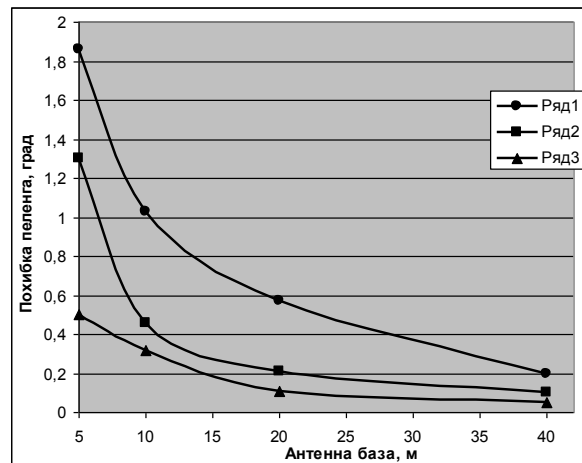


Рис. 2. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від величини антенної бази  $d$

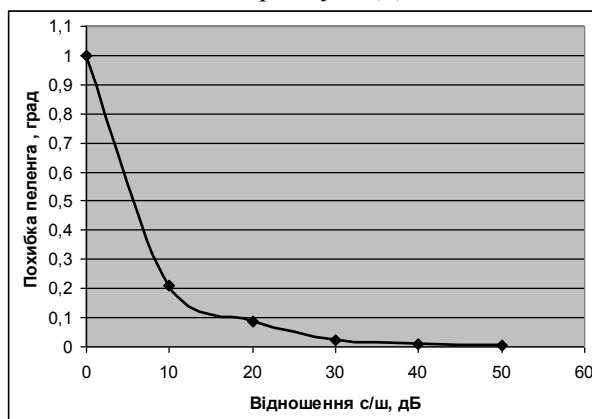


Рис. 3. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від відношення сигнал-шум

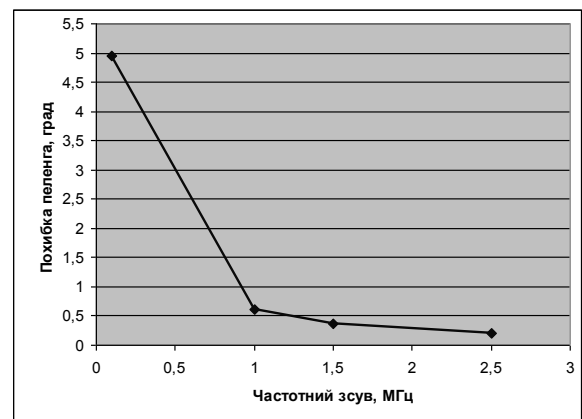


Рис. 4. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від величини частотного зсуву  $\Delta f_{\text{СН}}$

Аналіз графіка на рис. 1 показує, що для мінімізації методичної похибки пеленгування, що є максимальною в околі  $\theta = 0^\circ$ , доцільно застосувати дві взаємно перпендикулярні пари антен з робочими секторами  $\theta \in (45-135)^\circ$ . Аналіз графіків на рис. 2, 3 показує, що середньоквадратична похибка пеленгування  $\sigma_\theta$  суттєво зменшується за гіперболічною залежністю зі збільшенням антенної бази  $d$ , та менш ефективно – при збільшенні тривалості аналізу  $Ta$ . При збільшенні відношення сигнал-шум похибка  $\sigma_\theta$  також зменшується за гіперболічною залежністю. Аналіз залежності на рис. 4 показує, що похибка пеленгування  $\sigma_\theta$  суттєво зменшується по гіперболічній залежності зі збільшенням частотного зсуву  $\Delta f_{CN}$ .

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування від типу «вікна» спектрального аналізу при значенні антенної бази  $d = 5\lambda$ , напрямку на ДРВ  $\theta = 70^\circ$ , частотному зсуві  $\Delta f_{CN} = 2,5\lambda\delta$ , тривалості аналізу  $Ta = 0,819\lambda\delta$ , при відношенні сигнал-шум  $S/N = 10\lambda A$ , рис. 5.

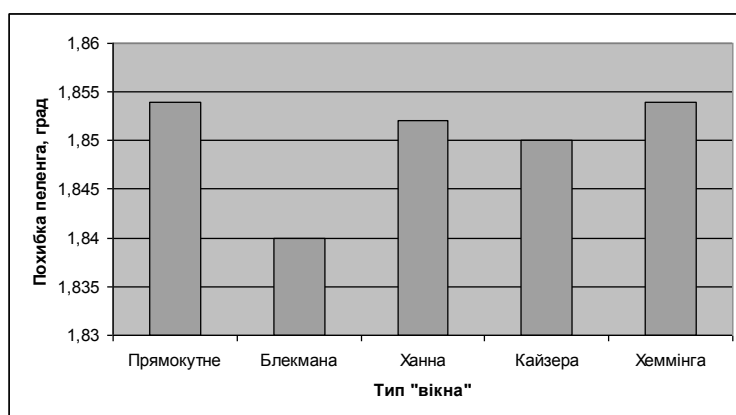


Рис. 5. Залежність похибки  $\sigma_\theta$  від типу «вікна» спектрального аналізу

Аналіз графіка на рис. 5 показує, що мінімальну похибку пеленгування  $\sigma_\theta$  забезпечує використання при спектральному аналізі «вікна» Блекмана.

Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичних досліджень.

### Висновки

В результаті досліджень безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням отримано аналітичні оцінки дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його основні точнісні характеристики. Результати аналітичних розрахунків та моделювання узгоджуються і підтверджують можливість ефективного безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням великої антенної бази, що забезпечує пеленгування з похибкою  $\sigma_\theta = 0,1^\circ$ . Показано доцільність використання при спектральному аналізі вагової функції «вікна» Блекмана.

**Список літератури:** 1. Слободянюк, П.В. Довідник з радіомоніторингу / Слободянюк П.В., Благодарний В.Г., Ступак В.С. – Ніжин : ТОВ „Видавництво „Аспект-Поліграф”, 2008. – 588 с. 2. Рембовский, А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / Рембовский А.М, Ашихмин А.В., Козьмин В.А. – М. : Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с. 3. Белавин, О.В. Основы радионавигации : учеб. пособие для вузов / О.В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с. 4. Gaoming Huang. Time-delay direction finding based on canonical correlation analysis. Circuits and Systems / Huang Gaoming, Yang Luxi, He Zhenya. – ISCAS 2005 // IEEE International Symposium, pp. 540-549, 23-26 May 2005. 5. Пат. 2190236 Российс-

кая Федерация, МПК 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. 6. Ципоренко, В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – Вип. 42. – 205 с. С. 26–37. 7. Ципоренко, В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Радіотехніка. – 2011. – № 167. – С 73-77. 8. Караваев, В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с. 9. Караваев, В.В. К теории интерферометра / В.В. Караваев, В.В. Сазонов // Радиотехника и электроника. – 1971. – Т. 16, № 12. – С. 2303-2308. 10. Тихонов, В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.

*Житомирський державний  
технологічний університет*

*Надійшла до редколегії 10.09.2012*