

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.

Житомирський державний технологічний університет

## ОПТИМІЗАЦІЯ БЕЗПОШУКОВОГО ЦИФРОВОГО МЕТОДУ КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ З ПОДВІЙНИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ ТА ЦИКЛІЧНОЮ МОДЕЛЛЮ ЧАСТОТНОГО ЗСУВУ

*Розглянуто невирішену раніше частину загальної проблеми дослідження безошуккових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування. Метою статті є проведення оптимізації безошуккового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням. В результаті проведених досліджень визначено, що основним параметром рівняння дисперсії похибки оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання для безошуккового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням, який доцільно оптимізувати, є величина частотного перетворювального зсуву. Проведено теоретичну оптимізацію досліджуваного методу для циклічної моделі частотного зсуву. В результаті моделювання отримано залежність середнього квадратичного відхилення оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при дії нормального гаусівського шуму для різних можливих значень циклічного частотного перетворювального зсуву. Аналітичні розрахунки та результати моделювання повністю збігаються, що підтверджує правильність проведених досліджень та достовірність результатів оптимізації.*

**Ключові слова:** оптимізація; безошукковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування; подвійне кореляційне оброблення.

**Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями.** Типовими умовами роботи засобів пеленгування у складі сучасних систем радіомоніторингу є складна електромагнітна обстановка (ЕМО), що динамічно змінюється. Перспективним напрямком реалізації радіопеленгування для вказаних умов є використання цифрових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів, у тому числі безошуккових, що забезпечують широкий робочий частотний діапазон (коефіцієнт перекриття понад 100), стійкість до завад, що зумовлені багатопроменевим прийманням, високу чутливість та точність [1, 2, 3].

Ефективність засобів пеленгування суттєво залежить від співвідношення їх параметрів, у тому числі швидкодії, точності, завадостійкості та апаратурних витрат (вартості). Тому дослідження і оптимізація цифрових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів та забезпечення можливості їх адаптації до умов складної ЕМО є актуальним науковим завданням.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми.** В роботі [4] запропоновано безошукковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням. Він забезпечує можливість оцінки пеленгу з використанням одноканального корелятора, тобто з мінімальними апаратурними витратами блока оброблення сигналів, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимальною швидкодією. Даний метод також забезпечує використання антенної бази, набагато більшої за довжину хвилі, що забезпечує суттєве підвищення точності пеленгування. Однак оптимізації цього методу в роботі не проведено.

У [5, 15–18] наведено результати досліджень з оптимізації алгоритмів оброблення радіовипромінювань та параметрів основних блоків цифрових кореляційних пеленгаторів, що використовують антенні решітки (АР) різної конфігурації. Показана висока ефективність їх застосування в умовах складної ЕМО та моніторингу шумоподібних радіовипромінювань. Однак в цих роботах не досліджені питання оптимізації безошуккових кореляційно-інтерферометричних методів пеленгування з використанням подвійного кореляційного оброблення. Тому отримані результати не можуть бути безпосередньо використані для вирішення даного завдання.

В роботах [6, 7, 11–14] досліджено ефективність та проведено оптимізацію основних методів оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ) з використанням АР, визначено оптимальні оцінки просторових параметрів радіовипромінювань. Однак оптимізація безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням в цих роботах не проведена.

**Виділення невіршених раніше частин загальної проблеми.** Таким чином, невіршеною раніше частиною загальної проблеми дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування є оптимізація безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

**Формулювання мети статті (постановка завдання).** Мета статті – оптимізація безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

**Викладення основного матеріалу дослідження.** Виконаємо оптимізацію безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням [4].

Нехай в горизонтальній площині з випадкового невідомого напрямку  $\theta$  приймається неперервне випадкове стаціонарне гаусове радіовипромінювання  $S(t)$  точкового джерела радіовипромінювання (ДРВ) з рівномірним енергетичним спектром  $S^2(\omega)$  двоелементною АР радіопеленгатора. Елементи АР рознесені у просторі на величину  $d$  антенної бази і підключені до двох відповідних ідентичних радіоканалів пеленгатора, що мають власні адитивні гаусові стаціонарні шуми  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$  з нульовим математичним очікуванням, однаковою спектральною густиною  $N$  потужності, постійною в межах смуги  $\Delta f_k$  пропускання радіоканалів пеленгатора. Будемо вважати, що власні шуми радіоканалів пеленгатора не мають міжканальної кореляції та кореляції з випромінюванням  $S(t)$ . Також будемо вважати, що ДРВ, які пеленгуються, знаходяться в дальній зоні, а фазові флуктуації на шляху поширення випромінювання  $S(t)$  відсутні. Таким чином, початкові умови досліджень можуть бути представлені наступним чином:

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

де  $U_1(t)$ ,  $U_2(t)$  – адитивні суміші сигналів  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$  та шумів  $n_1(t)$  і  $n_2(t)$  радіоканалів пеленгатора;  $\tau_s$  – апріорі невідома затримка радіовипромінювання, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі  $[0; \tau_{s \max} < T_a]$ ;  $T_a$  – тривалість процесу аналізу радіовипромінювання.

Згідно з досліджуваним методом, пеленгування оцінка  $\hat{\theta}$  напрямку на ДРВ здійснюється таким чином:

$$\hat{\theta} = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_3 / d), \quad (2)$$

де  $\hat{\tau}_3 = \Delta \xi / \Delta \omega_{3C}$  – оцінка екстремального значення компенсуючої затримки;  $\Delta \omega_{3C}$  – частотний перетворювальний зсув;  $c$  – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному

просторі;

$$\Delta \xi = \arctg \left[ \frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ,k} + \Delta \omega_{3C}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k} + \Delta \omega_{3C}) \cdot \sin[\Delta \varphi_{\Delta,k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ,k} + \Delta \omega_{3C}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k} + \Delta \omega_{3C}) \cdot \cos[\Delta \varphi_{\Delta,k}]} \right] + \nu \cdot \pi$$

еквівалентний фазовий зсув між сигналами  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ ;  $k_H, k_B$  – номери частотних складових спектра випромінювання проміжної частоти, які відповідають його нижній  $\omega_{ПЧ,H}$  та верхній  $\omega_{ПЧ,B}$  граничним частотам відповідно;  $U_1(\omega_{ПЧ,k}), U_2(\omega_{ПЧ,k})$  – амплітудні спектри сигналів  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$  першого та другого радіоканалів пеленгатора відповідно, що отримані на проміжній  $\omega_{ПЧ}$  частоті;  $\Delta \varphi_{\Delta,k} = \Delta \varphi(\omega_{ПЧ,k} + \Delta \omega_{3C}) - \Delta \varphi(\omega_{ПЧ,k})$  – різницеий фазовий спектр другого

добутку спектрів сигналів  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ ;  $\nu$  – коефіцієнт корекції неоднозначності для функції  $\arctg(\cdot)$ :  $\nu = 0$  при  $\cos(\Delta\varphi) > 0$ ;  $\nu = -1$  при  $\cos(\Delta\varphi) < 0$ .

Аналіз (2) показує, що похибка пеленгування визначається співвідношенням похибки оцінки  $\hat{\tau}_3$  та величини антенної бази  $d$ . Як основний показник точності пеленгування доцільно використовувати дисперсію  $\sigma_\theta^2$  похибки оцінки напрямку на ДРВ [2, 3, 7], яка визначається для досліджуваного методу пеленгування згідно з рівнянням [6, 7]:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{2\pi \cdot c^2}{q_{ex}^2 \cdot \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta\omega_a \cdot T_a \cdot K_w \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (3)$$

де  $q_{ex}$  – відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР;  $\Delta\omega_a$  – ширина смуги аналізу при подвійному кореляційному обробленні;  $K_w$  – коефіцієнт шуму вагової функції «вікна» цифрового спектрального аналізу.

З урахуванням (3) загальні умови оптимізації алгоритму визначимо так:

$$\sigma_\theta^2 = \min. \quad (4)$$

Для реалізації оптимізації методу, що розглядається, визначимо вид цільової функції та функцій зв'язку [8]. Для цього на основі (2) та (3) виконаємо аналіз особливостей реалізації методу пеленгування, що оптимізується.

Аналіз рівняння (3) показує, що дисперсія  $\sigma_\theta^2$  похибки пеленгування суттєво залежить від способу реалізації процедури подвійного кореляційного аналізу спектрів  $U_1(j\omega_{ПЧ,k})$  і  $U_2(j\omega_{ПЧ,k})$  реалізацій прийнятого випромінювання в межах смуги  $\Delta f_k$  пропускання радіоканалів пеленгатора. При цьому регулювання таких параметрів пеленгатора, як величина  $d$  антенної бази, чутливість  $q_{ex}$  і тривалість  $T_a$  процесу аналізу радіовипромінювання мають суттєві обмеження при оптимізації, що зумовлюються можливостями сучасних технологій, вимогами до габаритів, швидкодії, а також ціни пеленгатора [3, 16, 19]. Можливості оптимізації такого параметра, як коефіцієнт  $K_w$  шуму вагової функції «вікна», що визначає особливості цифрового спектрального аналізу, також суттєво обмежені вимогами до завадостійкості пеленгування [3, 14, 20].

В свою чергу, параметри випромінювання ДРВ, що пеленгується, такі, як середня або несуча частота  $\omega_0$  часового енергетичного спектра та напрямок  $\theta$  приходу радіовипромінювання, на алгоритм пеленгування не впливають і мають лише глобальне обмеження за діапазоном робочих частот та ширині сектора пеленгування. Суттєво впливає на завадостійкість та швидкодію пеленгування тривалість  $T_a$  процесу аналізу радіовипромінювань, що приймаються одночасно в межах смуги  $\Delta f_k$  пропускання радіоканалів. Однак на процедуру реконструювання комплексного аналітичного сигналу та реалізацію алгоритму в цілому тривалість  $T_a$  процесу аналізу також не впливає.

Таким чином, аналіз рівняння (3) показує, що суттєво впливають на дисперсію  $\sigma_\theta^2$  похибки пеленгування з можливостями широкого регулювання такі чинники, як величина  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву і ширина смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу при подвійному кореляційному обробленні. В свою чергу, ширина смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу залежить від величини  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву. Тому цільову функцію  $F(\Delta\omega_{3C})$  для подальшої оптимізації досліджуваного методу пеленгування з урахуванням (3) доцільно визначити як функцію змінних  $\Delta\omega_{3C}$  та  $\Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})$  при умові  $T_a \cdot \Delta f_k \gg 1$  таким чином:

$$F(\Delta\omega_{3C}) = f(\Delta\omega_{3C}, \Delta\omega_a(\Delta\omega_{3C})) = \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta\omega_a. \quad (5)$$

Виконаємо якісну оцінку особливостей цільової функції  $F(\Delta\omega_{3C})$ . З урахуванням (3) для забезпечення умови оптимізації (4) значення цільової функції  $F(\Delta\omega_{3C})$  повинно мати екстремум типу  $\max$ :

$$F(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta\omega_a = \max. \quad (6)$$

Цільова функція  $F(\Delta\omega_{3C})$  пропорційна квадрату величини  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву і по відношенню до нього є парною функцією. Тому з урахуванням обмеженості ширини  $\Delta\omega_S$  спектра реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, величиною  $2\pi \cdot \Delta f_k \geq \Delta\omega_S$  смуги пропускання радіоканалів пеленгатора, визначимо діапазон області визначення цільової функції  $F(\Delta\omega_{3C})$ :

$$-\Delta\omega_S < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_S. \quad (7)$$

Для подальшої оцінки величини смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу виконаємо аналіз циклічної моделі її формування при подвійному кореляційному аналізі (рис. 1).

Циклічна модель формування смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу і, відповідно, другого добутку  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів передбачає, що спектри  $U_1(j\omega_{ПЧ.k})$  і  $U_2(j\omega_{ПЧ.k})$  реалізацій випромінювання ДРВ, що пеленгується, та їх перший добуток  $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$  є періодичними функціями частоти з періодом, що дорівнює їх ширині  $\Delta\omega_S$ , тобто:

$$U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_1^*(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_S)) \cdot U_1(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_S)), \quad (8)$$

де  $m = 0, 1, \dots, M$  – цілі числа;  $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = \begin{cases} U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) & |_{\omega_{ПЧ.Н} \leq \omega_{ПЧ.k} < \omega_{ПЧ.В}} \\ 0 & |_{\omega_{ПЧ.Н} > \omega_{ПЧ.k} \geq \omega_{ПЧ.В}} \end{cases}$  – нульова копія

першого добутку спектрів за умови  $m = 0$ .

Другий добуток  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів для умови (8) буде мати наступний вигляд:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_S)) \cdot U_{D1}^*(j(\omega_{ПЧ.k} \pm m \cdot \Delta\omega_S + \Delta\omega_{3C})). \quad (9)$$

У результаті ненульові відліки другого добутку  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів будуть формуватися в межах смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу, що дорівнює ширині  $\Delta\omega_S$  його копій:  $\Delta\omega_a = \Delta\omega_S$ .

Епюри формування другого добутку  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів та величини смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу за умови додатного значення  $\Delta\omega_{3C}$  для циклічної моделі наведено на рисунку 1.

Аналіз (9) та рисунку 1 показує, що другий добуток  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів формується у смузі  $\Delta\omega_a$  аналізу шириною  $\Delta\omega_S$  і містить дві адитивні складові: низькочастотну  $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$  та високочастотну  $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$ , що сформовані різними циклами першого добутку  $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів:

$$U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k}) + U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k}). \quad (10)$$

Низькочастотна складова  $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$  формується у смузі частот  $[\omega_{ПЧ.Н}; \omega_{ПЧ.Н} + \Delta\omega_{3C}]$  з шириною, що дорівнює  $\Delta\omega_{3C}$ , шляхом множення нульової ( $m = 0$ ) і першої ( $m = 1$ ) копій першого добутку  $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів і визначається рівнянням:

$$U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}^*(j(\omega_{ПЧ.k} - (\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C}))). \quad (11)$$

Високочастотна складова  $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$  формується у смузі частот  $[\omega_{ПЧ.Н} + \Delta\omega_{3C}; \omega_{ПЧ.В}]$  шляхом добутку нульових ( $m = 0$ ) копій першого добутку  $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів, має ширину спектра  $(\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C})$  і визначається рівнянням:

$$U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k}) = U_{D1}^*(j\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_{D1}(j(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega_{3C})). \quad (12)$$

Порівняльний аналіз (11) і (12) показує, що складові  $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$  і  $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$  другого добутку  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів мають різну ширину спектра:  $\Delta\omega_{3C}$  і  $(\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C})$  відповідно, а також різні частотні зсуви:  $(\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C})$  і  $\Delta\omega_{3C}$  відповідно. З урахуванням цього цільова функція  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  для циклічної моделі буде наступною:

$$F_2(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C} \cdot (\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C})^2 + (\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C}) \cdot \Delta\omega_{3C}^2. \quad (13)$$

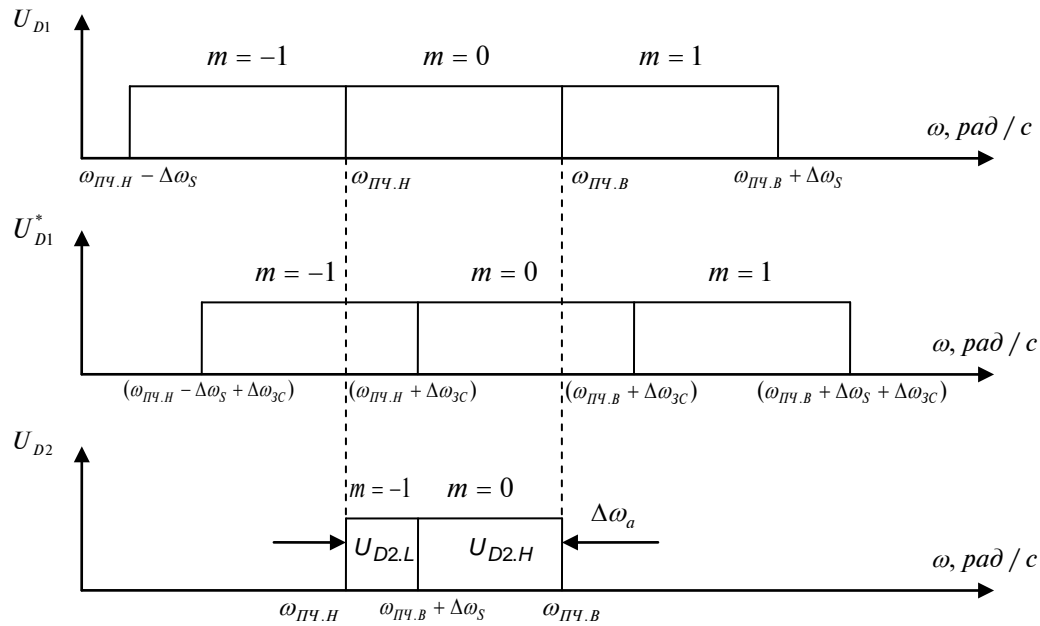


Рис. 1. Етори формування другого добутку  $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.k})$  спектрів та смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу для циклічної моделі

Аналіз (13) показує, що перевагою циклічної моделі формування смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу є можливість використання усієї доступної інформації про прийняте випромінювання і, відповідно, збільшення ширини смуги  $\Delta\omega_a$  аналізу до її максимально можливого значення  $\Delta\omega_a = \Delta\omega_S$ . Однак складові  $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.k})$  і  $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.k})$  мають різні частотні зсуви, що зумовлює відповідний вплив на значення цільової функції  $F_2(\Delta\omega_{3C})$ .

*Оптимізація.* З урахуванням (6) та (13) визначимо рівняння оптимізації (вид цільової функції  $F(\Delta\omega_{3C})$  і критерій оптимальності) для циклічної моделі наступним чином:

$$F_2(\Delta\omega_{3C}) = \Delta\omega_{3C} \cdot (\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C})^2 + (\Delta\omega_S - \Delta\omega_{3C}) \cdot \Delta\omega_{3C}^2 = \max. \quad (14)$$

Розв'язком (14) є оптимальне значення  $\Delta\omega_{3C.opt2}$  перетворювального частотного зсуву, тобто:

$$\Delta\omega_{3C.opt2} = \arg \max\{F_2(\Delta\omega_{3C})\}. \quad (15)$$

Для подальшої оптимізації та розв'язання (15) визначимо кількість  $L$  і значення  $f_l(X)$  функцій зв'язку, а також вид шуканих екстремумів цільової функції  $F_2(\Delta\omega_{3C})$ .

По-перше, оцінка  $\hat{\theta}$  напрямку на ДРВ має здійснюватись за один цикл кореляційного оброблення та з використанням одного двоканального корелятора. З урахуванням цього перша  $f_1(N_c)$  і друга  $f_2(N_k)$  функції зв'язку мають вигляд:

$$\begin{aligned} f_1(N_c) &= N_c = 1; \\ f_2(N_k) &= N_k = 1, \end{aligned} \quad (16)$$

де  $N_c, N_k$  – кількість циклів кореляційного оброблення та кількість кореляторів відповідно.

По-друге, ширина спектра  $\Delta\omega_S$  випромінювання ДРВ, що пеленгується, є обмеженою смугою  $\Delta f_k$  пропускання пеленгаційних каналів, тобто  $\Delta\omega_S \leq 2\pi \cdot \Delta f_k$ . З урахуванням цього діапазон можливих однозначних значень  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву не перевищує за модулем величини  $\Delta\omega_S$ , а область визначення цільових функцій  $F_1(\Delta\omega_{3C})$  і  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  становить смугу частот  $\{\omega_{ПЧ.Н} - \Delta\omega_S; \omega_{ПЧ.В} + \Delta\omega_S\}$ . З урахуванням цього третя  $f_3(\Delta\omega_{3C})$  і четверта  $f_4(\Delta\omega_{3C})$  функції зв'язку матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} f_3(\Delta\omega_{3C}) &= -\Delta\omega_S < \Delta\omega_{3C} < \Delta\omega_S; \\ f_4(\Delta\omega_{3C}) &= \omega_H - \Delta\omega_S \leq \omega \leq \omega_B + \Delta\omega_S. \end{aligned} \quad (17)$$

По-третє, прийом сигналу  $S(t)$  ДРВ, що пеленгується, здійснюється за обмежений час аналізу  $T_a < \infty$ , а комплексні спектри його реалізацій у кожному пеленгаційному каналі визначаються на основі алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Тому мінімальне значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву буде не менше за величину основної гармоніки  $(2\pi/T_a)$  відповідного ряду Фур'є, а поточні значення – кратні цій величині [19]. З урахуванням цього рівняння п'ятої  $f_5(\Delta\omega_{3C})$  і шостої  $f_6(\Delta\omega_{3C})$  функцій зв'язку будуть наступними:

$$\begin{aligned} f_5(\Delta\omega_{3C}) &= \min\{|\Delta\omega_{3C}|\} = 2\pi/T_a; \\ f_6(\Delta\omega_{3C}) &= |\Delta\omega_{3C}| = k \cdot 2\pi/T_a, \end{aligned} \quad (18)$$

де  $k = 1, 2, \dots$  – цілі додатні числа.

В четверте, можливі значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву не мають особливостей, а цільова функція не має точок розриву. Отже, оптимальне значення  $\Delta\omega_{3C.opt2}$  буде відповідати глобальному екстремуму відповідної цільової функції.

З (16)–(18) зробимо висновок, що оптимізація повинна здійснюватись з урахуванням шести  $L = 6$  функцій зв'язку і пошуком глобального умовного екстремуму.

Враховуючи визначені початкові умови, поставлене завдання оптимізації доцільно вирішити з використанням скалярного методу та похідних цільової функції  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  [8, 10, 21]. Для цього оптимальне значення  $\Delta\omega_{3C.opt2}$  частотного перетворювального зсуву визначимо як розв'язок відповідного диференційного рівняння:

$$\Delta\omega_{3C.opt2} = \arg\left\{\frac{dF_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = 0\right\}. \quad (19)$$

З урахуванням (14) рівняння (19) матиме вигляд:

$$\frac{dF_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}} = \Delta\omega_S^2 - 2 \cdot \Delta\omega_S \cdot \Delta\omega_{3C} = 0. \quad (20)$$

Коренем (20), що задовольняє умовам завдання оптимізації, є наступне відповідне значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву:

$$|\Delta\omega_{3C.opt2}| = \Delta\omega_S / 2. \quad (21)$$

Визначимо тип екстремуму цільової функції  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  шляхом оцінки знака другої похідної в точці екстремуму [21]:

$$\frac{d^2F_2(\Delta\omega_{3C})}{d\Delta\omega_{3C}^2} = -2 \cdot \Delta\omega_S \Big|_{\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_S / 2} < 0. \quad (22)$$

Аналіз співвідношень (21) та (22) показує, що отриманий розв'язок рівняння оптимізації відповідає глобальному умовному екстремуму цільової функції  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  типу  $\max$  і усім обмеженням функцій зв'язку. Таким чином, поставлене завдання оптимізації вирішена.

Для оцінки достовірності отриманих результатів оптимізації виконаємо аналіз поведінки цільової функції  $F_2(|\Delta\omega_{3C}|)$  визначеної за (14) з використанням програмного пакету MathCad. В MathCad позначено  $F_2(\Delta\omega_{3C}) = F_2(t)$ ,  $\Delta\omega_{3C} = t$ , діапазон зміни  $\Delta\omega_{3C} = [-\Delta\omega_S; \Delta\omega_S] = [-2\pi \cdot 5 \cdot 10^6; 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6] \text{ рад} / \text{с}$ . Результати моделювання наведено на рисунку 2.

Аналіз залежності (рис. 2) показує, що цільова функція  $F_2(\Delta\omega_{3C})$  є кусково-монотонною симетричною функцією, що має два екстремуми  $\Delta\omega_{3C.max2} = \pm 0,5 \cdot \Delta\omega_S$ , значення яких узгоджуються з результатами аналітичної оптимізації (21).

Аналіз отриманих результатів оптимізації циклічної кореляційної моделі показав, що використання цієї моделі забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговим випромінюванням при достатньо простій технічній реалізації.

**Результати моделювання.** Проведено програмне моделювання роботи пеленгатора та досліджена його точність згідно з досліджуваним безпошуковим алгоритмом пеленгування з циклічною моделлю частотного перетворювального зсуву за допомогою розробленої програмної моделі в середовищі MathCad для наступних початкових умов: тип випромінювання – неперервний з лінійною частотною модуляцією:  $S(t) = A \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 t + bt^2)$ ; ширина спектра випромінювання  $\Delta f_s = 5\text{МГц}$ ; смуга частот аналізу пеленгаційного радіоканалу  $\Delta f_k = 10\text{МГц}$ ; робоча частота випромінювання  $f_0 = 2\text{ГГц}$ ; значення частоти дискретизації  $f_d = 2\Delta f_k = 20\text{МГц}$ ; кількість часових відліків, що накопичується та аналізується:  $N_s = 16384$ ; тривалість процесу аналізу  $T_a = 0,8\text{мс}$ ; напрямок на ДРВ  $\theta = 60^\circ$ ; величина бази АР  $d = 50\text{м}$ ; кількість дослідів для оцінки одного відліку  $\sigma_\theta^2 = 50$ .

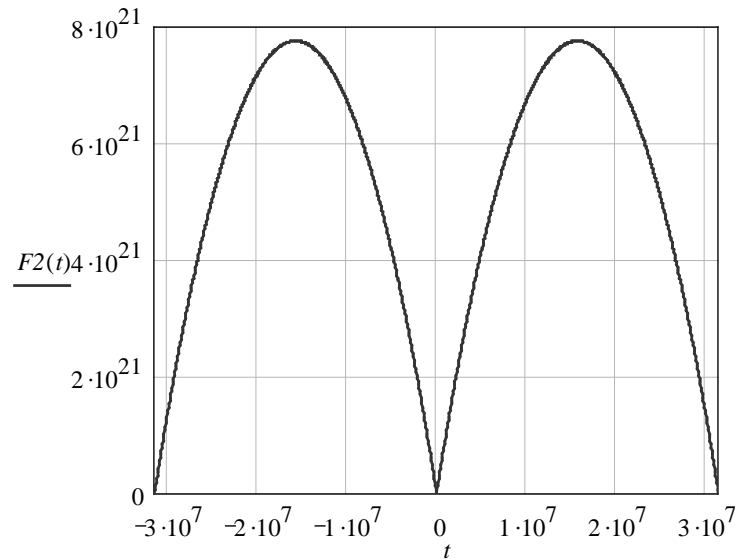


Рис. 2. Залежність функції  $F_2(|\Delta\omega_{3C}|)$  від  $\Delta\omega_{3C}$  при  $\Delta\omega_s = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$

У результаті моделювання отримано сім'я залежностей середньоквадратичного відхилення (СКВ) оцінки пеленгу від відношення  $q_{\text{вх}}$  сигнал/шум на вході пеленгаційних радіоканалів при різних значеннях частотного зсуву  $\Delta\omega_{3C}$  для циклічної моделі.

На рисунку 3 наведено результати моделювання для циклічної моделі, ряд 1 – для зсуву  $\Delta\omega_{3C} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$ ; ряд 2 – для зсуву  $\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_s / 3$ ; ряд 3 – для зсуву  $\Delta\omega_{3C} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$ .

Аналіз результатів моделювання (рис. 3) показує, що похибка  $\sigma_\theta^2$  пеленгування при використанні алгоритму з подвійним кореляційним обробленням суттєво залежить від значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву. При цьому мінімальне значення СКВ оцінки пеленгу забезпечується при виборі зсуву  $\Delta\omega_{3C} = 0,5 \cdot \Delta\omega_s$ . При використанні інших значень  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву, наприклад, більшого  $\Delta\omega_{3C} = 2 \cdot \Delta\omega_s / 3$ , або меншого  $\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_s / 3$ , похибка пеленгування суттєво – на 50 % – збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації. Також абсолютні значення СКВ оцінки пеленгу суттєво залежать від відношення  $q_{\text{вх}}$  сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів АР і за квадратично-гіперболічною залежністю зменшуються при зменшенні рівня  $N$  власних шумів пеленгатора чи збільшенні потужності випромінювання  $S(t)$ , що пеленгується.

При цьому для оптимального значення  $\Delta\omega_{3C, \text{opt}2}$  частотного перетворювального зсуву при відношенні сигнал/шум  $q_{\text{вх}} \in [0; 30]$  дБ СКВ оцінки пеленгу для заданих початкових умов моделювання становить  $\sigma_\theta \in [1,13; 0,036]^\circ$  відповідно.

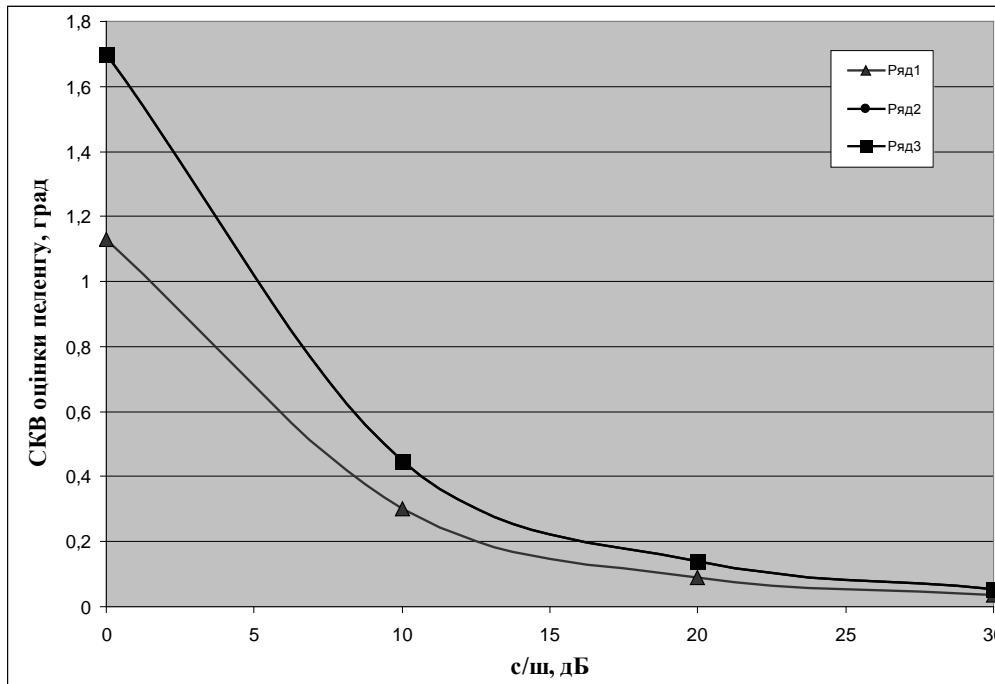


Рис. 3. Сім'я залежностей СКВ  $\sigma_{\theta}$  оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних значеннях  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву

**Висновки.** В результаті проведених досліджень виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу при використанні безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням від значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву для циклічної моделі його формування. Показано, що похибка  $\sigma_{\theta}^2$  пеленгування суттєво залежить від значення  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву і ця залежність має немонотонний характер. Виконано оптимізацію досліджуваного методу за величиною  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву та показано, що похибка  $\sigma_{\theta}^2$  пеленгування має два глобальні мінімуми при  $\Delta\omega_{3C.opt1} = \pm\Delta\omega_S / 2$ .

Проведено програмне моделювання роботи двоканального радіопеленгатора та досліджена його точність для досліджуваного безпошукового алгоритму пеленгування. Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичної оптимізації. Отримані в результаті моделювання залежності СКВ оцінки пеленгу від відношення  $q_{ex}$  сигнал/шум показали, що при застосуванні оптимального значення  $|\Delta\omega_{3C.opt2}| = \omega_S / 2$  частотного перетворювального зсуву та циклічної моделі досліджуваного методу пеленгування забезпечує можливість безпошукової оцінки напрямку на ДРВ з широкосмуговими випромінюваннями з СКВ оцінки пеленгу  $\sigma_{\theta} \in [1,13; 0,036]^\circ$  при відношенні сигнал/шум  $q_{ex} \in [0; 30]$  дБ відповідно. При використанні інших значень  $\Delta\omega_{3C}$  частотного перетворювального зсуву, наприклад, більшого  $\Delta\omega_{3C} = 2 \cdot \Delta\omega_S / 3$ , або меншого  $\Delta\omega_{3C} = \Delta\omega_S / 3$ , похибка пеленгування суттєво – на 50 % – збільшується, що узгоджується з результатами аналітичної оптимізації.

**Перспективи подальших розвідок.** У подальшому доцільно виконати оптимізацію досліджуваного методу пеленгування з використанням інших моделей частотного перетворювального зсуву.

#### Список використаної літератури:

1. Introduction into Theory of Direction Finding // Radiomonitoring and Radiolocation 2000/2001. – Rohde & Schwarz GmbH & Co. – KG Editor : Gerhard Kratschmer. – HW – UKD.



2. Слободянюк П.В. Довідник з радіомоніторингу / П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.С. Ступак ; за заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.
3. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин ; под ред. А.М. Рембовского. – 2-ое изд. перераб. и доп. – М. : Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.
4. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Радіотехніка. – № 167. – 2011. – С 73–77.
5. Дзвонковская А.Л. Эффективность измерения углов прихода сигнала радиопеленгаторами на основе метода максимального правдоподобия / А.Л. Дзвонковская, А.Н. Дмитренко, А.В. Кузьмин // Радиотехника и электроника. – 2001. – № 10. – С. 1242–1247.
6. Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Радіотехніка. – № 170. – 2012. – С 172–179.
7. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с. – (Вып. 27, Статистическая теория связи).
8. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества / Л.С. Гуткин. – М. : Сов. радио, 1975.
9. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – 2-ое изд. перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.
11. Фалькович С.Е. Статистическая теория измерительных систем / С.Е. Фалькович, Э.Н. Хомяков. – М. : Радио и связь, 1981. – 288 с.
12. Монзиго Р.А. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию / Р.А. Монзиго, Т.У. Миллер. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.
13. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / Ю.Г. Сосулин. – Радио и связь, 1992. – 304 с.
14. Царьков Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители / Н.М. Царьков. – М. : Сов. радио, 1980. – 192 с.
15. Слюсар В.И. Точность измерений угловых координат линейной цифровой антенной решёткой при неидентичных приёмных каналах / В.И. Слюсар // Радиоэлектроника. – 1991. – № 1. – С. 11–18.
16. Виноградов А.Д. Оптимизация структур малоэлементных кольцевых антенных решёток интерферометрических радиопеленгаторов / А.Д. Виноградов // Антенны. – 1999. – № 1 (42). – С. 12–14.
17. Ваганов А.М. Итерационный алгоритм вычисления оценок максимального правдоподобия параметров узкополосных сигналов / А.М. Ваганов, И.Р. Уразильдиев // Радиоэлектроника. – 2001. – № 7. – С. 56–64.
18. Вертоградов Г.Г. Адаптивный алгоритм глобальной минимизации в корреляционном интерферометре с антенной решёткой произвольной пространственной конфигурации / Г.Г. Вертоградов, Н.М. Чванов, В.Н. Шевченко // Радиоконтроль. – 1999. – № 1. – С. 22–26.
19. Айфичер С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Айфичер, С. Эммануил, Джервис, У. Барри : пер. с англ. – 2-ое изд. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
20. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform / F.J. Harris // Proceedings of the IEEE. – Jan. 1978. – P. 51–83. – vol. 66, Issue: 1.
21. Гончаров В.А. Методы оптимизации : учебное пособие / В.А. Гончаров. – М. : Высшее образование, 2009. – 191 с.

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

Наукові інтереси:

– безпошукові цифрові методи спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування.

Тел.: 0966806192.

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

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

Наукові інтереси:

– спектрально-просторові методи виявлення;

– оцінки параметрів та пеленгування радіовипромінювань.

E-mail: [tsyporenko-vg@mail.ru](mailto:tsyporenko-vg@mail.ru)

Стаття надійшла до редакції 20.10.2015.