

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 не вирішену раніше частину загальної проблеми дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування. Метою статті є проведення оптимізації безпошукового 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 безпошукового 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; безпошуковий 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 безпошукових, 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 безпошуковий 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 безпошукових 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 не вирішених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, не вирішеною 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 θ 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 Δf_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; τ_s – априорі 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;

$$\Delta \xi = \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_l}^{k_h} U_1(\omega_{I_x, k}) \cdot U_2(\omega_{I_x, k}) \cdot U_1(\omega_{I_x, k} + \Delta \omega_{CN}) \cdot U_2(\omega_{I_x, k} + \Delta \omega_{CN}) \cdot \sin[\Delta \varphi_{\Delta, k}]}{\sum_{k=k_l}^{k_h} U_1(\omega_{I_x, k}) \cdot U_2(\omega_{I_x, k}) \cdot U_1(\omega_{I_x, k} + \Delta \omega_{CN}) \cdot U_2(\omega_{I_x, k} + \Delta \omega_{CN}) \cdot \cos[\Delta \varphi_{\Delta, k}]} \right] + \nu \cdot \pi \quad - \text{еквівалентний}$$

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; $\Delta \varphi_{\Delta, k} = \Delta \varphi(\omega_{ПЧ, k} + \Delta \omega_{3C}) - \Delta \varphi(\omega_{ПЧ, k})$ – різницевий фазовий спектр другого добутку спектрів сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$; ν – 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 σ_{θ}^2 похибки оцінки напрямку на ДРВ [2, 3, 7], яка визначається для досліджуваного методу пеленгування згідно з рівнянням [6, 7]:

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

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 σ_θ^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 Δf_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 ω_0 часового енергетичного спектра та напрямок θ 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 Δf_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 σ_θ^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; $U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k}) = \begin{cases} U_{D1}(j\omega_{ПЧ.k})|_{(\omega_{ПЧ.Н} \leq \omega_{ПЧ.k} < \omega_{ПЧ.В})} & \text{– нульова копія першого} \\ 0|_{\omega_{ПЧ.Н} > \omega_{ПЧ.k} \geq \omega_{ПЧ.В}} & \text{добротку спектрів за умови } m = 0. \end{cases}$

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:

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

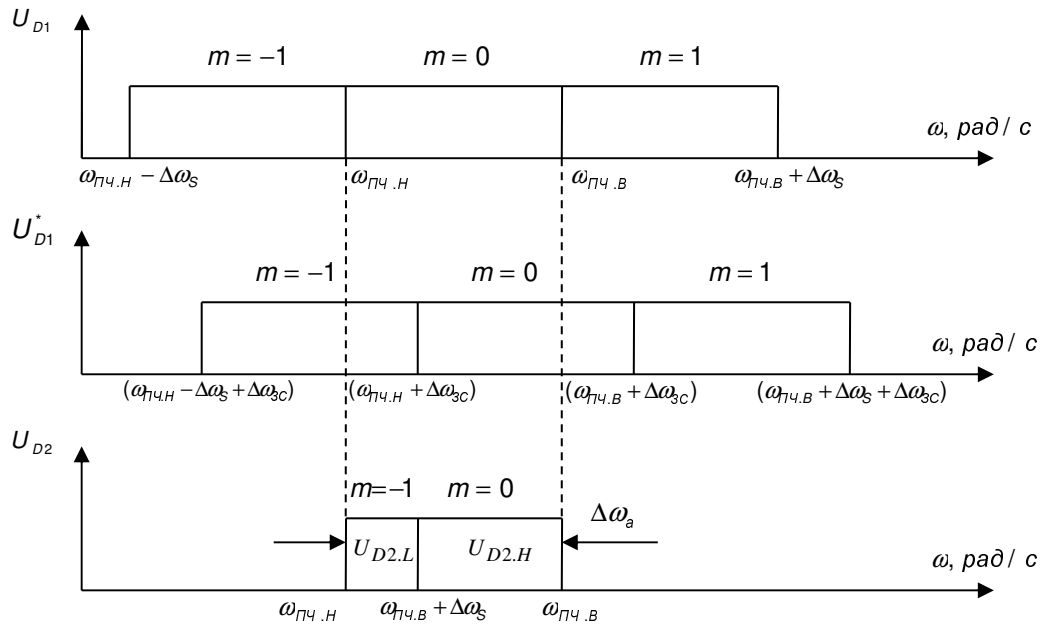


Рис. 1. Етори формування другого добутку $U_{D2}(j\omega_{ПЧ.к})$ спектрів та смуги $\Delta\omega_a$ аналізу для циклічної моделі

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 $U_{D2.L}(j\omega_{ПЧ.к})$ і $U_{D2.H}(j\omega_{ПЧ.к})$ 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 $f_i(X)$ 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 Δf_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 $\Delta\omega_{3C} = [-\Delta\omega_S; \Delta\omega_S] = [-2\pi \cdot 5 \cdot 10^6; 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6] \text{ рад/с}$. 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 досліджуванним 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 $\sigma_\theta^2 = 50$.

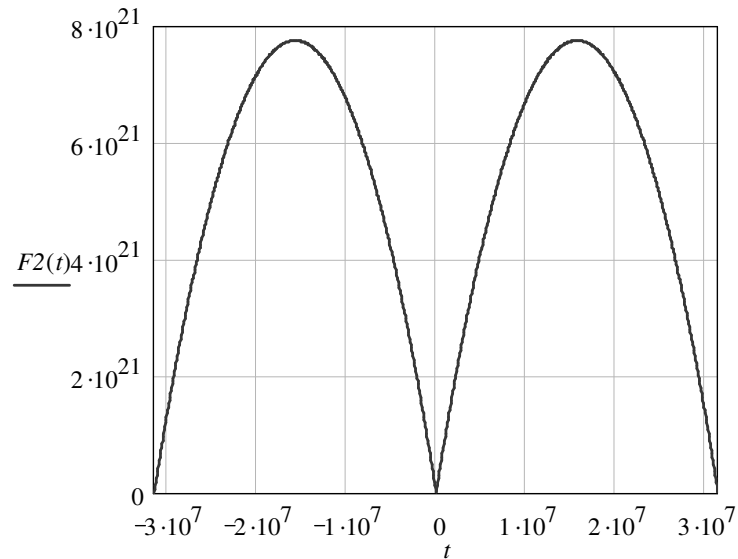


Рис. 2. Залежність функції $F_2(|\Delta\omega_{3C}|)$ від $\Delta\omega_{3C}$ при $\Delta\omega_S = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$

У результаті моделювання отримано сім'я залежностей середньоквадратичного відхилення (СКВ) оцінки пеленгу від відношення q_{ex} 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 σ_θ^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_{ex} 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 $q_{\text{ex}} \in [0;30]$ дБ СКВ оцінки пеленгу для заданих початкових умов моделювання становить $\sigma_\theta \in [1,13;0,036]^\circ$ відповідно.

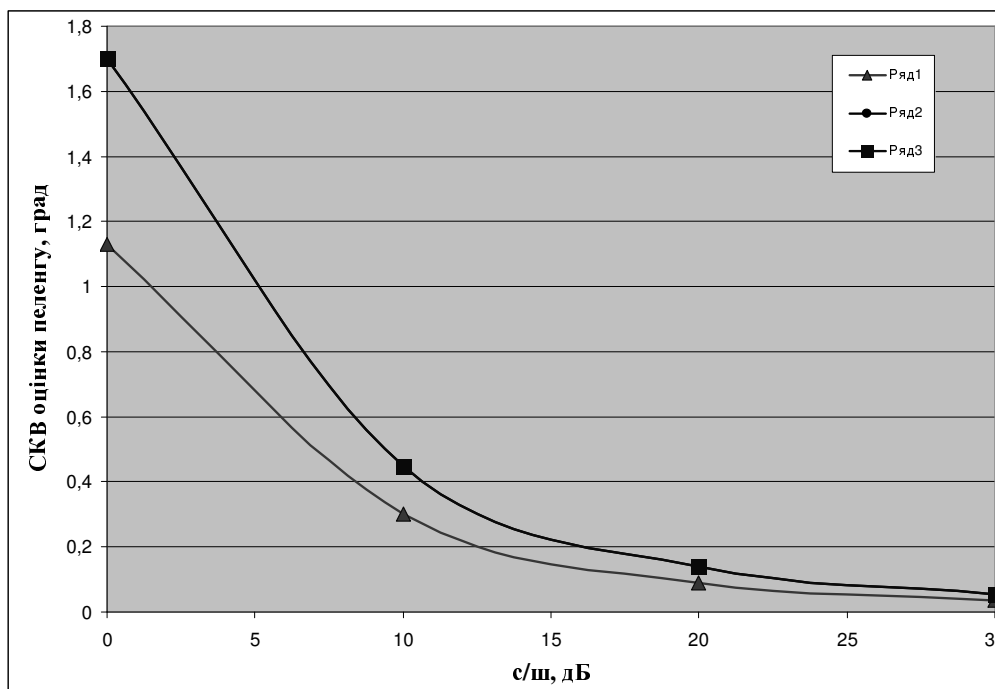


Рис. 3. Сім'я залежностей СКВ σ_{θ} оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних значеннях $\Delta\omega_{3C}$ частотного перетворювального зсуву

Висновки. В результаті проведених досліджень виконано аналіз залежності СКВ оцінки пеленгу при використанні безошукового 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 σ_{θ}^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 σ_{θ}^2 пеленгування має два глобальні мінімуми при $\Delta\omega_{3C,opt} = \pm\Delta\omega_S / 2$.

Проведено програмне моделювання роботи двоканального радіопеленгатора та досліджена його точність для досліджуваного безошукового 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 $|\Delta\omega_{3C,opt}| = \omega_S / 2$ частотного перетворювального зсуву та циклічної моделі досліджуваного методу пеленгування забезпечує можливість безошукової 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.П. 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

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

Стаття надійшла до редакції 20.10.2015.