

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.

Житомирський державний технологічний університет

## БЕЗПОШУКОВИЙ ЦИФРОВИЙ МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

*Виконано розробку та порівняльний аналіз точності безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням лінійної антенної решітки. Запропонований метод має можливість пеленгування джерел ширококугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу, просторової селекції перевідбитих радіовипромінювань та підвищену точність.*

**Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями.** На сьогодні радіопеленгування радіоелектронних засобів (РЕЗ) здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань та при багатопроменевому їх поширенні, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання цифрових ширококугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів з використанням антенної решітки (АР) та цифрового синтезу її діаграми спрямованості (ДС).

Зазвичай пеленгування з використанням АР та паралельної просторової селекції реалізується амплітудним методом з пошуком такого напрямку, що забезпечує максимальний рівень амплітуди прийнятого випромінювання [1, 2]. Недоліком амплітудного методу є низька точність при пеленгуванні джерел ширококугових радіовипромінювань з малою спектральною густиною потужності. Тому розробка безпошукових цифрових методів ширококугового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням АР, що мають високу точність та можливість просторової селективності є актуальним завданням.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** У роботах [1, 2] виконано дослідження спектральних методів оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ) з використанням АР, що ефективно реалізуються в цифровій формі та їх порівняльний аналіз. Проте ці методи використовують амплітудний метод пеленгування, що зумовлює відносно низьку точність пеленгування джерел ширококугових радіовипромінювань.

В роботі [3] виконано дослідження властивостей фазових ДС антен та запропоновано методи їх вибору і розрахунку. Але в ній не визначено можливості використання фазових ДС при синтезі та оптимізації пристроїв пеленгування.

В [4] запропоновано ефективні цифрові алгоритми апертурного синтезу на основі використання АР кільцевої конфігурації з використанням швидких методів формування променя з високим розрізненням. Запропоновані алгоритми скорочують обчислювальні витрати, порівняно з прямим синтезом на основі використання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Однак запропоновані алгоритми враховують тільки амплітудні характеристики антен, що суттєво обмежує їх ефективність.

У [5] запропоновано цифровий метод ширококугового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування з використанням лінійної антенної решітки та цифрового синтезу її діаграми спрямованості, що забезпечує підвищення швидкодії пеленгування в складній електромагнітній обстановці. Однак в даній роботі запропоновано синтезувати дві ДС, причому друга ДС має в два рази ширші пелюстки ніж перша, що погіршує потенційну точність та завадозахищеність пеленгатора.

Таким чином невирішеною раніше частиною загальної проблеми розробки безпошукових цифрових методів ширококугового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням АР, що мають високу точність та можливість просторової селективності є підвищення точності та завадозахищеності цифрового методу ширококугового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування з використанням лінійної антенної решітки.

**Постановка завдання.** Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми розробки безпошукових цифрових методів ширококугового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням АР, цілями статті є: розробка безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням лінійної АР, що має можливість пеленгування джерел ширококугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу з підвищеною точністю та можливістю просторової селекції перевідбитих радіовипромінювань.

**Викладення основного матеріалу дослідження.** Виконаємо розробку безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням лінійної АР, що має

можливість пеленгування джерел широкопasmових радіовипромінювань у реальному масштабі часу, підвищену точність та можливість просторової селекції перевідбитих радіовипромінювань для умов складної ЕМО, яка характеризується багатопроменевим поширенням випромінювань. Нехай суміш

$U_z(t)$  корисних сигналів  $S_{lz}(t)$  і їх перевідбитих копій  $\sum_{r=1}^{R-1} a_r \cdot S_{lz}(t - \tau_{rz})$  приймається і обробляється рознесеними у просторі  $Z$  ідентичними пеленгаційними каналами за наявності власних адитивних шумів  $n_z(t)$  пеленгаційних каналів, що не корельовані між собою та мають однаковий рівень. Таким чином умови виконання пеленгування можуть бути представлені так:

$$U_z(t) = S_{lz}(t - \tau_{lz}) + \sum_{r=0}^{R-1} a_r \cdot S_{lz,r}(t - \tau_{rz}) + n_z(t), \quad (1)$$

де  $U_z(t)$  – суміш, що приймається  $z$ -им пеленгаційним каналом;  $S_{lz}(t - \tau_{lz})$  –  $l$ -ий корисний сигнал, що приймається  $z$ -им пеленгаційним каналом;  $\tau_{lz}$  – затримка  $l$ -го корисного сигналу  $z$ -го каналу відносно певного опорного каналу, що залежить від напрямку на ДРВ;  $a_r \cdot S_{lz,r}(t - \tau_{rz})$  – копія  $l$ -го корисного сигналу в  $z$ -му каналі, що сформувалась при проходженні через  $r$ -ту трасу поширення;  $a_r, \tau_{rz}$  – відповідно коефіцієнт послаблення та час затримки сигналу на шляху  $r$ -ої траси поширення для  $z$ -го каналу;  $R$  – кількість променів поширення;  $n_z(t)$  – адитивний гаусів шум з рівномірним розподілом густини потужності  $N(\omega)$  в межах смуги одночасного аналізу  $z$ -го каналу.

При цьому  $\tau_{lz, \max} < \tau_{rz, \min}$ ,  $a_r \ll 1$ . Можливі значення напрямків  $\theta_{sp}$  на ДРВ відносно антенної бази пеленгатора є випадковими величинами, рівномірно розподіленими в межах сектора пеленгування  $\{\theta_{S,H}; \theta_{S,B}\}$ .

Спектри корисних сигналів  $S_{lz}(j\omega_{S,k_l})$  та їх перевідбитих копій  $\sum_{r=0}^{R-1} S_{lz,r}(j\omega_{S,k_l})$  повністю розташовані в межах смуги аналізу  $[\omega_{S,H}; \omega_{S,B}]$ , що відповідає смузі пропускання пеленгаційних каналів. Коефіцієнти послаблення  $a_r$  та час затримки  $\tau_{rz}$  трас поширення перевідбитих копій випромінювання є випадковими величинами із рівномірним розподілом в межах  $[a_{rH}; a_{rB}]$  та  $[\tau_{rz,H}; \tau_{rz,B}]$  відповідно.

Для реалізації вказаного методу пеленгування доцільне використання частотної області визначення з обробленням комплексних частотних спектрів прийнятих пеленгаційними каналами реалізацій на основі, наприклад, алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [1, 5]. Спектри прийнятих радіоканалами сумішей, що визначені на проміжній частоті згідно з алгоритмом ШПФ, матимуть вигляд [6]:

$$U_z(j\omega_{ПЧ,k_l}) = S_{lz}(j\omega_{ПЧ,k_l}) + \sum_{r=0}^{R-1} S_{lz,r}(j\omega_{ПЧ,k_l}) + N_z(j\omega_{ПЧ,k_l}), \quad (2)$$

де  $\omega_{ПЧ,k_l}$  – частота  $k_l$ -ої спектральної складової в смузі проміжної частоти  $l$ -го корисного сигналу,  $k_l = 0, \dots, N_S - 1$ ;  $N_S$  – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;  $S_{lz}(j\omega_{ПЧ,k_l})$  – комплексний спектр  $l$ -го корисного сигналу  $z$ -го каналу;  $S_{lz,r}(j\omega_{ПЧ,k_l})$  – комплексний спектр  $r$ -го перевідбитого сигналу в  $z$ -му каналі;  $N_z(j\omega_{ПЧ,k_l})$  – комплексний спектр реалізації шуму в  $z$ -му каналі.

Аналіз рівняння (2) показує, що спектри перевідбитих копій  $S_{lz,r}(j\omega_{ПЧ,k_l})$  та корисного сигналу  $S_{lz}(j\omega_{ПЧ,k_l})$  відрізняються суттєво тільки за напрямком поширення та потужністю, повністю перекриваючись за частотою. Враховуючи це, доцільно на відміну від відомих методів спочатку здійснити просторову селекцію корисних сигналів із прийнятої адитивної спектрально-просторової суміші, а потім – остаточну кореляційну оцінку напрямків  $\theta_{sp}$  на ДРВ.

Для цього попередньо необхідно виконати усунення похибки компенсації шляхом відновлення робочої частоти  $\omega_{S,k_l}$  спектральних складових  $U_z(j\omega_{ПЧ,k_l})$   $l$ -их спектрів за допомогою адитивного частотного зсуву  $\omega_{3C}$  спектрів сигналів з області проміжної на робочу частоту [6]:

$$U_z(j\omega_{S,k_l}) = U_z(j\omega_{ПЧ,k_l} + \omega_{3C}). \quad (3)$$

Для реалізації просторової селекції з мінімальними часовими витратами доцільно використати паралельний просторово-вибірковий прийом та розділення випромінювань прийнятої суміші  $\{U_z(j\omega_{S,k_l})\}$  [2, 7]. Для цього необхідно здійснити оброблення прийнятих радіовипромінювань, що еквівалентне дії антенної системи з багатопелюстковою ДС (БПДС), що перекриває заданий сектор радіопеленгування

$D_\theta$ . Враховуючи наявність адитивного гаусового шуму  $n_z(t)$  пеленгаційних каналів і велику апріорну невизначеність, просторовий вибірковий прийом необхідно здійснювати оптимальним чином, забезпечуючи максимум функціонала правдоподібності [7]. Враховуючи рівномірний розподіл значень напрямків  $\theta_{sp}$  на ДРВ, ширина  $\Delta\beta$  пелюсток ДС та крок  $h_\theta$  їх розподілу в просторі повинні бути постійними:  $\Delta\beta = \text{const}$  і  $h_\theta = \text{const}$ . Кількість променів  $n_\theta$  та їх ширина  $\Delta\beta$  визначається відповідними співвідношеннями [7]:  $n_\theta = D_\theta / \Delta\beta = D_\theta / d \cdot L$ .

Вказані вимоги доцільно реалізувати процедурою цифрового синтезу ДС з використанням алгоритму ШПФ згідно з алгоритмом [5]:

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{S,k_l})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (4)$$

де  $\Omega_p = 2\pi \cdot p / d \cdot Z$  – значення просторової частоти, що визначає напрямок  $p$ -ої пелюстки багатопелюсткової ДС і відповідно  $p$ -ий напрямок просторового вибіркового прийому,  $p = 0, 1, \dots, Z-1$ ;  $d$  – відстань між елементами АР;  $W(z)$  – вагова функція спектрального аналізу, що визначає форму пелюстки ДС.

Враховуючи (2), рівняння (4) набуде вигляду:

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[S_{z,r}(j\omega_{S,k_l})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) + \sum_{z=0}^{Z-1} \left( \sum_{r=0}^{R-1} \text{Re}[S_{z,r}(j\omega_{S,k_l})] \right) \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) + \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[N_z(j\omega_{S,k_l})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z). \quad (5)$$

Аналіз рівняння (5) показує, що алгоритм синтезу БПДС еквівалентний дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових випромінювань.

Далі необхідно визначити екстремальну частоту  $\Omega_p^*$ , що відповідає максимумам амплітуди комплексних просторових спектральних складових  $U_z(j\Omega_p)$ .

Враховуючи те, що напрямки приходу корисних сигналів  $\theta_{sp}$  та завад  $\theta_{cr}$  не співпадають, на виході пелюсток ДС з напрямками  $\theta_p$ ,  $|\theta_p - \theta_{sp}| < \Delta\beta / 2$  будуть формуватися відгуки, що пропорційні величині енергії відповідної  $k_l$ -ої спектральної складової, при цьому буде забезпечуватися заглушення та селекція перевідбитих випромінювань, а також власних шумів пеленгаційних каналів.

Враховуючи перекриття часових спектрів корисного сигналу та завад, доцільно попередню просторову селекцію здійснювати для кожної спектральної складової суміші  $U_z(j\omega_{S,k_l})$  окремо. При цьому ідентифікацію просторових відгуків корисного та перевідбитих сигналів доцільно здійснювати за допомогою амплітудної селекції [8].

Напрямки пелюсток БПДС АР суттєво залежать від частоти  $\omega_{S,k_l}$  випромінювання і визначаються згідно з рівнянням:

$$\theta_p = \arccos(\Omega_p \cdot c / \omega_{S,k_l}) = \arccos(2\pi \cdot p \cdot c / d \cdot Z \cdot \omega_{S,k_l}), \quad (6)$$

де  $c$  – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

В результаті просторового вибіркового прийому за кожною часовою спектральною складовою  $\omega_{S,k_l}$  формується масив комплексних відгуків  $\{A_p \cdot \exp(j\psi_p)\}_Z$  еквівалентної антенної системи з БПДС, кількість яких визначається кількістю  $Z$  пеленгаційних каналів АР.

Інформація про напрямки приходу просторових спектральних складових міститься в сукупності трьох параметрів їх комплексних відгуків, а саме: в частотному номері  $p$ , модулі  $A_p$  і аргументі  $\psi_p$ . Частотний номер  $p$  відповідає номеру пелюстки БПДС, в межах якої прийнята просторова спектральна складова і відповідному напрямку  $\theta_{S,p}$  прийому. Модуль комплексного відгуку  $A_p$  визначає накопичену енергію прийнятої просторової спектральної складової сукупністю  $Z$  пеленгаційних каналів з урахуванням відхилення  $\Delta\theta_{S,p}$ , напрямку  $\theta_{S,p}$  її приходу від напрямку  $\theta_p$  відповідної пелюстки БПДС:  $\Delta\theta_{S,p} = \theta_p - \theta_{S,p}$ . Аргумент комплексного відгуку  $\psi_p$  визначає просторовий розподіл напруженості поля просторової спектральної складової відносно апертури АР і містить в собі інформацію про напрямок її приходу.

Для мінімізації часових витрат подальшого пеленгування доцільним є використання алгоритму дисперсійно-кореляційного оброблення в межах кожної  $p$ -ої пелюстки ДС [9]. Можливість використання

цього алгоритму забезпечує попередній просторово-вибірковий прийом, згідно з рівнянням (5), що здійснює просторову селекцію випромінювань та усуває неоднозначність аргументів комплексних амплітуд визначеного просторового спектра  $U_z(j\Omega_p)$ .

Для здійснення дисперсійно-кореляційного оброблення сигналів необхідно синтезувати дві БПДС, що мають однакову кількість  $Z$  співнаправлених пелюсток, що відрізняються крутизою  $\rho_p$  фазових пеленгаційних характеристик (ФПХ) [5].

Як першу БПДС доцільно використати вже синтезовану БПДС, рівняння (5), з використанням відповідних комплексних відліків просторових спектрів  $U_z(j\Omega_p)$ .

Друга БПДС згідно з відомим методом [5] синтезується шляхом повторного використання ШПФ відповідних часових спектральних відліків сигналів усіх приймальних радіоканалів. При цьому друга половина спектральних відліків замінюється нульовими відліками. В результаті чого пелюстки другої БПДС мають подвійну ширину. Недоліком такого методу за умови наявності завади в межах смуги частот сусіднього відносно екстремального частотного фільтра з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  є погіршення потенційної точності пеленгування. Це відбувається в результаті потрапляння завад у розширені пелюстки другої БПДС, а також за рахунок збільшення шумової смуги частот, що зменшує відношення сигнал/шум + завада.

Розглянемо методи усунення вказаного недоліку. Перший варіант – звуження пелюсток БПДС за рахунок збільшення кількості сигнальних відліків є неможливим внаслідок обмеженості кількості елементів АР. Другий варіант – використання двох БПДС з однаковою шириною пелюсток також є неможливим через методичну необхідність формування ФПХ з різною крутістю, а крутість ФПХ визначається шириною пелюсток БПДС АР.

Тому для усунення вказаного недоліку пропонується другу БПДС на відміну від відомого методу [5] синтезувати після попередньої просторової селекції таким чином.

Для комплексного частотного спектра  $U_z(j\Omega_p)$  виділяють підмасив спектральних складових  $\{U_{1z}(j\Omega_p)\}$ , що містить складову з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$ , а інші спектральні складові селектують, замінюючи нульовими відліками.

Далі здійснюють обернене перетворення підмасиву  $\{U_{1z}(j\Omega_p)\}$  у відповідний масив  $\{U_{1\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\}$  відновлених спектральних відліків радіосигналів усіх приймальних  $Z$  радіоканалів.

Потім виділяють підмасив  $\{U_{2\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\}$  спектральних відліків з масиву  $\{U_{1\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\}$ , наприклад, першу його половину:  $z = 0, (Z/2 - 1)$ . Друга половина спектральних відліків  $\{U_{1\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\}$  замінюється нулями:  $\{U_{2\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\} = 0$  при  $z = (Z/2), \dots, (Z - 1)$ .

Для підмасиву  $\{U_{2\hat{A}z}(j\omega_{S.k_l})\}$  відновлених відліків виконують комплексний цифровий спектральний аналіз та визначають його комплексний частотний спектр  $U_{2B.z}(j\Omega_p)$  за тим самим алгоритмом, що і для масиву  $\{U_z(j\Omega_p)\}$ , тобто швидкого перетворення Фур'є:

$$U_{2B.z}(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_{2B.z}(j\omega_{S.k_l})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z). \quad (7)$$

В результаті для кожної  $k_l$ -ої часової спектральної складової  $l$ -го сигналу будуть сформовані два масиви двовимірних просторових комплексних спектрів –  $\{S_{1k_l}(j\Omega_p)\}_Z$  та  $\{S_{2B.k_l}(j\Omega_p)\}_Z$  відповідно, спектральні складові яких відповідають просторовим  $\Omega_p$  частотам-напрямам:

$$\begin{aligned} S_{1k_l}(j\Omega_p) &= S_{1k_l}(\Omega_p) \cdot \exp(j\psi_{1k_l}(\Omega_p)); \\ S_{2B.k_l}(j\Omega_p) &= S_{2k_l}(\Omega_p) \cdot \exp(j\psi_{2k_l}(\Omega_p)). \end{aligned} \quad (8)$$

Далі згідно з відомим методом [5] необхідно визначити взаємні комплексні часо-просторові спектри  $S_{12k_l}(j\Omega_p)$ :

$$S_{12B.k_l}(j\Omega_p) = S_{1k_l}(\Omega_p) \cdot S_{2B.k_l}(\Omega_p) \cdot \exp(j\Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p)). \quad (9)$$

За взаємним спектром  $S_{12B.k_l}(j\Omega_p)$  здійснюється аналіз напрямків на  $p$ -ті ДРВ з використанням дисперсійно-кореляційного алгоритму. Для цього необхідно визначити екстремальні значення напрямків на ДРВ за значеннями відповідної взаємної кореляційної функції  $K_{12l}(\Omega_p)$  випромінювань, що прийняті в кожній  $p$ -ій пелюстці БПДС. Функція  $K_{12l}(\Omega_p)$  визначається згідно з рівнянням [5]:

$$K_{12l}(\Omega_p) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k_l=k_{\min}}^{k_{\max}} S_{12B,k_l}(\Omega_p) \cdot \exp \left( j \left( \Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p) - \Delta\hat{\Omega}_{S,p} \cdot \rho_{2p} / K_\gamma(\omega_{S,k_l}) \right) \right) \right\}, \quad (10)$$

де  $\Delta\hat{\Omega}_{S,p}$  – оцінка відхилення значення просторової частоти  $p$ -го випромінювання від значення просторової частоти  $\Omega_p$ , що відповідає напрямку максимуму  $p$ -ої пелюстки БПДС;  $K_\gamma(\omega_{S,k_l}) = \omega_{S,k_l} / \omega_{S,k_{\min}}$  – множник дисперсійного  $\gamma(\Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p))$ -перетворення отриманих просторових різницевих фазових спектрів  $\Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p)$ .

Оцінка відхилення  $\Delta\hat{\Omega}_{S,p}$  визначається з використанням дисперсійно-кореляційного алгоритму згідно з рівнянням:

$$\Delta\hat{\Omega}_{S,p} = \frac{1}{\rho_{2p}} \cdot \left[ \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k_l=k_{\min}}^{k_{\max}} H_A(\omega_{S,k_l}) \cdot S_{12A,k_l}(\Omega_p) \cdot \sin(\Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p) \cdot K_\gamma(\omega_{S,k_l}))}{\sum_{k_l=k_{\min}}^{k_{\max}} H_A(\omega_{S,k_l}) \cdot S_{12A,k_l}(\Omega_p) \cdot \cos(\Delta\psi_{12k_l}(\Omega_p) \cdot K_\gamma(\omega_{S,k_l}))} + \nu \cdot \pi \right], \quad (11)$$

де  $H_B(\omega_{S,k_l}) = \omega_{S,k_l} / \omega_{S,k_{\min}}$  – комплексна частотно-просторова характеристика відбілюючого фільтра;  $\nu$  – коефіцієнт корекції для функції  $\operatorname{arctg}(\Delta\phi_{ly})$ ;  $\nu = 0$  при  $\cos(\Delta\phi_{ly}) > 0$ ;  $\nu = -1$  при  $\cos(\Delta\phi_{ly}) < 0$ .

Для визначених умов пеленгування та багатопробеневого поширення найбільшу потужність і відповідно найбільшу енергію накопиченої реалізації буде мати пряме випромінювання кожного  $p$ -го ДРВ, що пеленгується, тому що послаблення на його трасі поширення, порівняно з перевідбитими випромінюваннями буде мінімальним [7].

Тому найбільш правдоподібними оцінками напрямків на  $p$ -ті ДРВ будуть екстремальні оцінки  $\hat{\theta}_{S,pm}$ , що відповідають  $p$ -им пелюсткам БПДС з максимальними значеннями взаємної кореляційної частотної функції  $K_{12l,\max}$ , що перевищили заданий поріг чутливості [2]:

$$\hat{\theta}_{S,pm} = \arccos \left[ \left( \Omega_{pm} + \Delta\hat{\Omega}_{Sp} \right) \cdot c / \omega_{S,k_{\min}} \right] K_{12l,\max}, \quad (12)$$

де  $K_{12l,\max} = \max \{ K_{12l}(\Omega_p) \}_{p=0,1,\dots,Z/2-1}$  – максимальне значення взаємної кореляційної частотної функції  $K_{12l}(\Omega_p)$  в масиві  $\{ K_{12l}(\Omega_p) \}_{z=0,1,\dots,Z/2-1}$  для всіх  $Z/2$  пелюсток;  $\Omega_{pm}$  – значення просторових частот, що відповідають напрямкам максимумів  $p$ -их головних пелюсток БПДС, для яких значення  $K_{12l,\max}$  максимальне.

Виконаємо порівняльний аналіз точності відомого [5] та запропонованого методів пеленгування. Визначимо дисперсію  $\sigma_{\Delta\theta}^2$  оцінки пеленга для відомого методу пеленгування [5] при дії завад та шумів в межах смуги частот сусіднього відносно екстремального частотного фільтра з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  при здійсненні просторового спектрального аналізу згідно з рівнянням (5). Як відомо [10], дисперсія  $\sigma_{\Delta\theta}^2$  оцінки пеленга визначається згідно з рівнянням:

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = (\sigma_{\phi_1}^2 + \sigma_{\phi_2}^2) \cdot K_\phi = \left( \frac{P_{\phi 1}}{2P_S} + \frac{P_{\phi 2}}{2P_S} \right) \cdot K_\phi, \quad (13)$$

де  $\sigma_{\phi_1}^2$ ,  $\sigma_{\phi_2}^2$  – дисперсія оцінки аргументів комплексних амплітуд спектральних складових з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  повного масиву  $U_{1z}(j\Omega_p)$  та виділеного підмасиву  $U_{2z}(j\Omega_p)$  спектральних відліків відповідно;  $P_{u1} = N_u \cdot \Delta F_\phi + P_3 \cdot K_{B1}$  – потужність шуму на виході цифрового аналізатора спектра з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  при обробленні масиву спектральних відліків  $U_{1z}(j\omega_{S,k_l})$ ;  $P_{u2} = N_u \cdot (Z_1/Z_2) \cdot \Delta F_\phi + P_3 \cdot K_{G2}$  – потужність адитивного шуму на виході цифрового аналізатора спектра з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  при обробленні виділеного підмасиву  $U_{2z}(j\omega_{S,k_l})$  спектральних відліків;  $N_u$  – спектральна густина потужності шуму власних шумів пеленгаційних каналів;  $Z_1, Z_2$  – величина масиву та виділеного підмасиву спектральних відліків, причому  $Z_1 = Z$ , а  $Z_2 = Z/2$ ;  $\Delta F_\phi$  – ширина смуги пропускання частотного фільтра при спектральному аналізі масиву спектральних відліків  $U_{1z}(j\omega_{S,k_l})$ ;  $P_3, P_S$  – потужність завади та корисного сигналу відповідно;  $K_{B1}$ ,

$K_{\Gamma_2}$  – коефіцієнт підсилення першої бічної та головної пелюсток частотного фільтра при спектральному аналізі спектральних відліків  $U_{1z}(j\omega_{S,k_i})$  та виділеного підмасиву  $U_{2z}(j\omega_{S,k_i})$  відповідно;  $K_\varphi$  – коефіцієнт пропорційності.

Визначимо дисперсію  $\sigma_{\Delta\theta}^2$  оцінки пеленга для запропонованого методу пеленгування при дії завад та шумів у межах смуги сусіднього відносно екстремального частотного фільтра з частотою  $\Omega_p^*$ . Дисперсія  $\sigma_{\Delta\theta}^2$  оцінки пеленга для запропонованого методу визначається згідно з рівнянням:

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = (\sigma_{\varphi_1}^2 + \sigma_{\varphi_2}^2) \cdot K_\varphi = \left( \frac{P_{\sigma_1}}{2P_S} + \frac{P_{\sigma_2}}{2P_S} \right) \cdot K_\varphi. \quad (14)$$

Порівняльний аналіз рівняння (13) та (14) показує, що потужність адитивного шуму  $P_{u_2}$  при формуванні спектральної складової з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$  відновленого спектра  $U_{2B.z}(j\Omega_p)$  за рахунок попередньої селекції значно зменшується і дорівнює  $P_{u_2} = P_{u_1}$ . Тому дисперсія  $\sigma_{\varphi_2}^2$  для запропонованого методу  $\sigma_{\varphi_2}^2 = \frac{P_{\sigma_1}}{2P_S}$  буде набагато меншою, ніж для відомого методу  $\sigma_{\varphi_2}^2 = \frac{P_{\sigma_2}}{2P_S}$ :  $\frac{P_{\sigma_2}}{2P_S} \ll \frac{P_{\sigma_1}}{2P_S}$ , що зумовлює суттєве підвищення точності пеленгування.

Таким чином, запропонований метод забезпечує можливість пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань у реальному масштабі часу за рахунок використання безпошукового дисперсійно-кореляційного алгоритму пеленгування в межах просторових пелюсток БПДС, підвищену точність за рахунок додаткової просторової селекції завад та шумів перед синтезом другої БПДС та можливість просторової селекції перевідбитих радіовипромінювань.

**Висновки.** В результаті проведених досліджень розроблено безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням лінійної АР, що має можливість пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань у реальному масштабі часу, підвищену точність та можливість просторової селекції перевідбитих радіовипромінювань. Особливістю даного методу є застосування додаткової просторової селекції завад та шумів перед синтезом другої БПДС.

У подальшому доцільно виконати дослідження точності та швидкодії запропонованого методу пеленгування за допомогою програмного моделювання, а також можливості використання кільцевих антенних решіток.

#### Список використаної літератури:

1. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения / Д.Х. Джонсон. – ТИИЭР, 1982. – Т. 70, № 9. – С. 126–139.
2. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа / В.В. Дрогалин, В.И. Меркулов, В.А. Радзивилов и др. // Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 2. – С. 3–17.
3. Зелкин Е.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием / Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
4. Шевченко В.Н. Двухмерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких сверток / В.Н. Шевченко // Антенны. – 2002. – № 12 (67). – С. 18–22.
5. Ципоренко В.В. Цифровой метод ширококутового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування радіовипромінювань з використанням антенної решітки / В.В. Ципоренко // Вісник Хмельницького національного університету / Технічні науки. – 2010. – № 2. – С. 106–111.
6. Ципоренко В.В. Дослідження методів підвищення точності кореляційних компенсаційних радіопеленгаторів / В.В. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир: ЖДТУ, 2009. – № 1 (48). – С. 118–126.
7. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошин, С.С. Каринский, А.А. Шаталов и др.; под ред. А.П. Лукошина. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с.
8. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – 2-ое изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
9. Ципоренко В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – Вип. 42. – 205 с. – С. 26–37.

10. Ципоренко В.В. Оптимізація алгоритму комплексного спектрально-кореляційного пеленгування з використанням антенної решітки / В.В. Ципоренко // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2009. – № IV (51). – С. 186–190.

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

Наукові інтереси:

– безошукові цифрові методи 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 кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– спектрально-просторові методи виявлення;

– оцінка параметрів та пеленгування радіовипромінювань.

Стаття надійшла до редакції 10.02.2012

**Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г.** Безошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки

**Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г.** Безпоисковый цифровой метод спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгования с использованием антенной решетки

**Tsyorenko V.V., Tsyorenko V.G.** Direct Digital Method of the Spectral Correlation-interferometric Radio Direction-finding with using of antenna lattice

УДК 621.37:621.391

**Безпоисковый цифровой метод спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгования с использованием антенной решетки / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко**

Выполнено разработку и сравнительный анализ точности безоискового цифрового метода спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгования с использованием антенной решетки. Предложенный метод имеет возможность пеленгования источников широкополосных радиоизлучений в реальном масштабе времени, пространственной селекции переотраженных радиоизлучений и повышенную точность.

УДК 621.37:621.391

**Direct Digital Method of the Spectral Correlation-interferometric Radio Direction-finding with using of antenna lattice / V.V. Tsyorenko, V.G. Tsyorenko**

In this paper, a new direct digital method of the spectral correlation-interferometric radio direction-finding with using of antenna lattice is proposed. Proposed method has an opportunity of direction-finding of wideband radiations in the real time realization, space selectivity of multipass radiations and increased exactness.