

**БЕЗПОШУКОВИЙ ЦИФРОВИЙ МЕТОД КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ  
З РЕКОНСТРУЮВАННЯМ ПРОСТОРОВОГО  
АНАЛІТИЧНОГО СИГНАЛУ**

*Ципоренко В.В., к.т.н.*

*Житомирський державний технологічний університет  
м. Житомир, Україна*

**Вступ**

На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу і завад, апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання цифрових широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів з антенною решіткою (АР) та цифровим синтезом її діаграми спрямованості (ДС).

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування здійснюється з використанням багатоітераційного послідовного кореляційного аналізу часу затримки сигналу відносно рознесених у просторі антен без застосування попередньої просторової селекції. Недоліками такого методу є неможливість пеленгування джерел широкосмугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу або необхідність застосування багатоканального корелятора та низька точність пеленгування джерел радіовипромінювань (ДРВ), спектри яких повністю перекриваються за частотою. Тому розробка безпошукових цифрових методів широкосмугового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням АР, що мають високу точність та можливість попередньої просторової селекції, є актуальною задачею.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій,  
в яких започатковано вирішення даної проблеми**

В роботах [1, 2] виконано дослідження спектральних методів оцінки напрямку на 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 широкосмугових радіовипромінювань.

В роботі [3] запропоновано цифровий метод широкосмугового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування з використанням лінійної антенної решітки та цифрового синтезу її ДС, що забезпечує підви-

щення швидкодії пеленгування в складній електромагнітній обстановці. Однак, у даній роботі запропоновано синтезувати дві ДС, причому друга ДС має в два рази ширші пелюстки, ніж перша, що знижує потенційну точність та завадозахищеність пеленгатора. Це відбувається в результаті потрапляння завад у розширені пелюстки другої багатопелюсткової діаграми спрямованості (БПДС), а також за рахунок збільшення шумової смуги частот, що зменшує відношення сигнал/шум + завада.

В роботі [4] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки та цифрового синтезу її ДС, що забезпечує підвищення потенційної точності пеленгування за рахунок синтезу другої БПДС після додаткової попередньої просторової селекції. Але такий спосіб підвищує тривалість оброблення за рахунок додаткового використання зворотного швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

### **Формулювання цілей статті**

Метою статті є розроблення безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування, який забезпечує можливість пеленгування джерел широкопasmових радіовипромінювань у реальному масштабі часу за умови складної ЕМО, що характеризується багатопроменим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу, його перевідбитих копій і завад.

### **Виклад основного матеріалу дослідження**

Виконаємо розроблення безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням лінійної АР, що має можливість пеленгування джерел широкопasmових радіовипромінювань у реальному масштабі часу з мінімальними обчислювальними витратами для умов складної ЕМО. Нехай адитивна суміш  $U(t)$  корисних сигналів  $S_l(t)$ , їх перевідбитих копій  $\sum_{r=1}^{R-1} a_r \cdot S_l(t - \tau_r)$  та завад  $H_m(t)$  приймається рознесеними у просторі  $Z$  ідентичними пеленгаційними каналами лінійної АР за наявності власних адитивних шумів  $n_z(t)$ , що некорельовані між собою та мають однаковий рівень. Таким чином, умови виконання пеленгування можуть бути представлені наступним чином:

ється рознесеними у просторі  $Z$  ідентичними пеленгаційними каналами лінійної АР за наявності власних адитивних шумів  $n_z(t)$ , що некорельовані між собою та мають однаковий рівень. Таким чином, умови виконання пеленгування можуть бути представлені наступним чином:

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

де  $U_z(t)$  – суміш, що приймається  $z$ -м пеленгаційним каналом,  $z = 0, 1, \dots, Z$ ;  $S_{lz}(t - \tau_{lz})$  –  $l$ -й корисний сигнал, що приймається  $z$ -м пеленгаційним каналом;  $l = 0, 1, \dots, L$  – кількість корисних сигналів у прийнятій суміші  $U_z(t)$ ;  $\tau_{lz}$  – час затримки прийому  $l$ -го корисного сигналу  $z$ -м каналом відносно певного опорного каналу;  $a_r \cdot S_{lz,r}(t - \tau_{rz})$  – копія  $l$ -го ко-

рисного сигналу в  $z$ -му каналі, що сформувалась на шляху проходженні через  $r$ -ї траси поширення;  $a_r, \tau_{rz}$  – коефіцієнт послаблення та час затримки сигналу на шляху  $r$ -ї траси поширення для  $z$ -го каналу відповідно;  $r = 0, 1, \dots, R$  – кількість променів поширення корисного сигналу  $S_{lz}(t)$ ;  $H_{mz}(t - \tau_{hz})$  –  $m$ -та завада, що приймається  $z$ -м пеленгаційним каналом;  $m = 0, 1, \dots, M$  – кількість завад у прийнятій суміші  $U_z(t)$ ;  $\tau_{hz}$  – час затримки прийому  $m$ -ї завади  $z$ -м каналом відносно певного опорного каналу;  $n_z(t)$  – власний адитивний гаусів шум з рівномірним розподілом густини потужності  $N(\omega)$  у межах смуги одночасного аналізу  $z$ -го каналу.

При цьому  $\tau_{lz, \max} < \tau_{rz, \min}$ ,  $a_r \ll 1$ . Нехай можливі значення напрямків  $\theta_p$  на ДРВ відносно антенної бази пеленгатора є випадковими величинами, рівноімовірно розподіленими в межах сектора пеленгування  $\{\theta_H; \theta_B\}$ . Фур'є-спектри корисних сигналів  $S_{lz}(j\omega_{S.k})$ , їх перевідбитих копій  $S_{lz,r}(j\omega_{S.k})$  та завад  $H_{mz}(j\omega_{S.k})$ , що відповідають радіовипромінюванням рівняння (1), повністю розташовані в межах смуги аналізу  $[\omega_H; \omega_B]$ , що відповідає смузі пропускання пеленгаційних каналів. Коефіцієнти послаблення  $a_r$ , час затримки  $\tau_{rz}$ , а також  $\tau_{lz}$  і  $\tau_{hz}$  є випадковими величинами з рівномірним розподілом у межах  $[a_H; a_B]$ ,  $[\tau_{r.H}; \tau_{r.B}]$ ,  $[\tau_H; \tau_B]$  та  $[\tau_H; \tau_B]$  відповідно.

Для реалізації вказаного методу пеленгування доцільне використання частотної області визначення з обробленням часових комплексних частотних спектрів прийнятих пеленгаційними каналами реалізацій на основі, наприклад, алгоритму ШПФ [1]. Спектри прийнятих  $Z$  радіоканалами сумішей, що визначені на проміжній частоті згідно алгоритму ШПФ, матимуть вигляд:

$$U_z(j\omega_{IF.k}) = S_{lz}(j\omega_{IF.k}) + \sum_{r=0}^{R-1} S_{lz,r}(j\omega_{IF.k}) + H_{mz}(j\omega_{IF.k}) + N_z(j\omega_{IF.k}), \quad (2)$$

де  $\omega_{IF.k}$  – частота  $k$ -ої складової в спектрі  $U_z(j\omega_{IF.k})$  прийнятої суміші  $U_z(t)$  у смузі проміжної частоти  $\omega_{IF.k}$ ;  $k = 0, \dots, N_S - 1$  – номер складової в спектрі  $U_z(j\omega_{IF.k})$ ;  $N_S$  – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;  $N_z(j\omega_{IF.k})$  – комплексний спектр реалізації шуму в  $z$ -му каналі.

Аналіз рівнянь (1) та (2) показує, що спектри корисного сигналу  $S_{lz}(j\omega_{S.k})$ , перевідбитих копій  $S_{lz,r}(j\omega_{IF.k})$  та завад  $H_{mz}(j\omega_{S.k})$  відрізняються суттєво тільки за напрямком поширення та потужністю, повністю перекриваючись за частотою. Враховуючи це, доцільно, на відміну від відомих методів, спочатку здійснити просторову селекцію радіовипромінювань із прийнятої адитивної спектрально-просторової суміші, а потім – ко-

реляційну оцінку напрямків  $\theta_p$  на ДРВ. Доцільно також попередньо виконати усунення похибки компенсації шляхом відновлення робочої частоти  $\omega_{S,k}$  складових спектра  $U_z(j\omega_{IF,k})$  за допомогою адитивного частотного зсуву  $\omega_{shift}$  складових спектра  $U_z(j\omega_{IF,k})$  в область робочої частоти [5]:

$$U_z(j\omega_{S,k}) = U_z(j(\omega_{S,k} + \omega_{shift})).$$

Для реалізації просторової селекції з мінімальними часовими витратами доцільно використати паралельний просторово-вибірковий прийом та розділення випромінювань суміші  $U_z(j\omega_{S,k})$  [2]. Для цього необхідно здійснити оброблення прийнятих радіовипромінювань, що еквівалентне дії антенної системи з БПДС, що перекриває заданий сектор радіопеленгування. Враховуючи наявність власного адитивного гаусового шуму  $n_z(t)$  пеленгаційних каналів, оброблення необхідно здійснювати оптимальним чином, забезпечуючи максимум функціонала правдоподібності [6]. Вказані вимоги доцільно реалізувати процедурою цифрового синтезу БПДС з використанням алгоритму ШПФ:

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (3)$$

де  $\Omega_p = 2\pi \cdot p / d \cdot Z$  – просторова частота, що визначає напрямок  $p$ -ї пелюстки БПДС,  $p = 0, 1, \dots, Z-1$ ;  $d$  – відстань між елементами АР;  $W(z)$  – вагова функція спектрального аналізу, що визначає форму пелюстки ДС.

Аналіз рівняння (3) показує, що алгоритм синтезу БПДС еквівалентний дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових випромінювань.

Враховуючи перекриття часових спектрів корисних сигналів, їх перевідбитих копій та завад, доцільно попередню просторову селекцію здійснювати для кожної спектральної складової прийнятої суміші  $U_z(j\omega_{S,k})$  окремо. При цьому ідентифікацію просторових відгуків корисного та перевідбитих сигналів доцільно здійснювати амплітудною селекцією [7].

В результаті просторового вибіркового прийому окремо за кожною часовою спектральною складовою  $\omega_{S,k}$ ,  $k \in [0; 0,5 \cdot N_S - 1]$ , формується  $N_S / 2$  масивів комплексних відгуків  $\left\{ \left\{ A_p \cdot \exp(j\psi_p) \right\}_Z \right\}_{N_S/2}$  еквівалентної антенної системи з БПДС. Кількість складових у кожному масиві дорівнює кількості  $Z$  елементів АР.

Далі для мінімізації часових витрат доцільним є використання дисперсійно-кореляційного оброблення просторових спектрів сигналів [8], проте з використанням тільки однієї БПДС. Для забезпечення такої можливості пропонується окремо для кожної  $k$ -ї складової часового спектра  $U_z(j\omega_{S,k})$ ,  $k \in [0; 0,5 \cdot N_S - 1]$ , здійснювати реконструювання просторового

аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , що відповідає просторовому розподілу цієї складової вздовж апертури АР. Для цього необхідно для кожного  $k$ -го масиву просторових спектральних складових  $U_z(j\Omega_p)$  визначити значення частот  $\Omega_p^*$ , яким відповідає екстремальний рівень модуля комплексної амплітуди, та виділити підмасиви спектральних складових  $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$ , де  $p.l, p.h$  – номери нижньої та верхньої частот виділених підмасивів відповідно, що містять складову з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$ . Підмасиви спектральних складових формуються внаслідок перекриття суміжних пелюсток БПДС. Отримані підмасиви  $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$  розділяють на дійсну  $U(\Omega_p, z)$  та уявну  $\hat{U}(\Omega_p, z)$  складові відповідного просторового аналітичного гармонічного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  [9]:

$$S_A(j\Omega_p, z) = U(\Omega_p, z) + j\hat{U}(\Omega_p, z), \quad (4)$$

де  $U(\Omega_p, z) = \sum_{p=p1}^{p2} A(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p))$ ;  $A(\Omega_p), \varphi(\Omega_p)$  – амплітудний та фазовий спектри просторового аналітичного сигналу відповідно

$\hat{U}(\Omega_p, z) = \sum_{p=p1}^{p2} A(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p))$ . Потім визначають виміряну різницю  $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$  аргументів, значення якої лежить у межах  $[-\pi; \pi]$  рад, та модулі  $S_A(\Omega_p, z)$  комплексних складових аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , які відповідають просторовому розташуванню двох антенних елементів з номерами  $z_1$  та  $z_2$  у межах АР:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_B(\Omega_p, z) &= \psi_B(\Omega_p, z_2) - \psi_B(\Omega_p, z_1) \\ S_A(\Omega_p, z_1) &= \sqrt{U^2(\Omega_p, z_1) + \hat{U}^2(\Omega_p, z_1)}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$S_A(\Omega_p, z_2) = \sqrt{U^2(\Omega_p, z_2) + \hat{U}^2(\Omega_p, z_2)}$$

де  $\psi_B(\Omega_p, z_2) = \arctg[\hat{U}(\Omega_p, z_2) / U(\Omega_p, z_2)]$ ;

$$\psi_B(\Omega_p, z_1) = \arctg[\hat{U}(\Omega_p, z_1) / U(\Omega_p, z_1)].$$

Повна різниця аргументів просторового аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , значення якої може бути більшим за  $2\pi$  рад, визначається його частотою  $\Omega_S$  та просторовим розташуванням елементів АР з номерами  $z_1$  та  $z_2$  згідно з рівнянням:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = (z_2 - z_1) \cdot \Omega_S. \quad (6)$$

Повну різницю аргументів  $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$  можна також представити як

суму цілої  $\Delta\psi_W(\Omega_p, z)$  та залишкової  $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$  частини:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = \Delta\psi_W(\Omega_p, z) + \Delta\psi_d(\Omega_p, z), \quad (7)$$

де  $\Delta\psi_W(\Omega_p, z) = \pi \cdot \mu$ ,  $\mu = 1, 2, \dots$  – ціле число;  $\Delta\psi_d(\Omega_p, z) < \pi$ .

Вимірні значення аргументів  $\psi_B(\Omega_p, z_1)$  та  $\psi_B(\Omega_p, z_2)$  комплексних складових аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , а також значення їх різниці  $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$  лежать тільки в межах  $\{-\pi; \pi\}$  радіан. Тому вимірні значення  $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$  різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  дорівнює залишковій частині  $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$ :

$$\Delta\psi_B(\Omega_p, z) = \Delta\psi_d(\Omega_p, z), \quad (8)$$

Значення цілої частини  $\Delta\psi_W(\Omega_p^*)$  різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  доцільно визначати з урахуванням екстремальної частоти  $\Omega_p^*$  згідно з рівнянням:

$$\Delta\psi_W(\Omega_p^*, z) = [(z_2 - z_1) \cdot \Omega_p^*]_{\Pi}, \quad (9)$$

де  $[\bullet]_{\Pi}$  – операція визначення цілої частини, що кратна  $\pi$  радіан.

В результаті повну різницю аргументів  $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$  комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  визначають з урахуванням рівнянь (5), (8) та (9) згідно з рівнянням (7). Далі згідно з дисперсійно-кореляційним методом необхідно для кожної  $k$ -ї часової спектральної складової визначити взаємні комплексні просторові спектри  $S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2)$ :

$$S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2) = S_{A.k}(\Omega_p, z_1) \cdot S_{A.k}(\Omega_p, z_2) \cdot \exp(j(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z))).$$

За визначеним взаємним спектром  $S_{12A}(j\Omega_p, z_1, z_2)$  здійснюють оцінку значень просторових частот  $\hat{\Omega}_{S.p}$  випромінювань з використанням дисперсійно-кореляційного оброблення [8] у межах  $p$ -х пелюсток з екстремальними частотами  $\Omega_p^*$ :

$$\hat{\Omega}_{S.p} = 1 / z_2 - z_1.$$

$$\left[ \begin{array}{l} \sum_{k=0}^{N_S/2-1} H_B(\omega_{S.k}) \cdot S_{12A.k}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \sin(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z) \cdot K_\gamma(\omega_{S.k})) \\ \text{arctg} \frac{\sum_{k=0}^{N_S/2-1} H_B(\omega_{S.k}) \cdot S_{12A.k}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \cos(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z) \cdot K_\gamma(\omega_{S.k}))}{\sum_{k=0}^{N_S/2-1} H_B(\omega_{S.k}) \cdot S_{12A.k}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \sin(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z) \cdot K_\gamma(\omega_{S.k}))} + \\ v \cdot \pi + \Delta\psi_W(\Omega_p^*, z) \end{array} \right],$$

де  $H_B(\omega_{S.k}) = \omega_{S.k} / \omega_{S.H}$  – комплексна частотно-просторова характеристика відбілюючого фільтра;  $\omega_{S.H}$  – нижня частота в спектрі  $U_z(j\omega_{S.k})$  при-

йнятої суміші  $U_z(t)$ ;  $\nu$  – коефіцієнт корекції для функції  $\arctg(\bullet)$ ;  $\nu = 0$  при  $\cos(\Delta\varphi_k) > 0$ ;  $\nu = -1$  при  $\cos(\Delta\varphi_k) < 0$ .

Оцінка напрямків  $\hat{\theta}_p$  на ДРВ здійснюється згідно з рівнянням:

$$\hat{\theta}_p = \arccos\left[\hat{\Omega}_{S,p} \cdot c / \omega_{S,H}\right],$$

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

Таким чином, запропонований метод пеленгування має мінімальні обчислювальні витрати за рахунок синтезу тільки однієї БПДС на основі використання ШПФ. Отже, запропонований метод пеленгування розв'язує поставлену задачу безпошукового пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань у реальному масштабі часу за умови складної ЕМО.

### **Висновки.**

В результаті проведених досліджень розроблено безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. У запропонованому методі за рахунок поєднання паралельної просторової селекції та безпошукової дисперсійно-кореляційної оцінки напрямків на ДРВ на основі реконструювання просторового аналітичного сигналу здійснюється пеленгування ДРВ, спектри яких повністю перекриваються за частотою у реальному масштабі часу. Запропонований метод підвищує заводо захищеність та точність пеленгування за рахунок використання паралельної просторової селекції ДРВ та синтезу однієї БПДС з мінімальною шириною пелюсток, що визначається кількістю елементів АР.

У подальшому доцільно виконати дослідження точності та швидкодії запропонованого методу пеленгування, а також його адаптацію для можливості використання двоканального радіоприймача та кільцевих АР.

### **Література**

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. Радзивиллов [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 2. – С. 3–17.
3. Ципоренко В.В. Цифровой метод широкоугового комплексного спектрально-кореляционного радиопеленгування з використанням антенної решітки / В.В. Ципоренко // Вісник Хмельницького національного університету / Технічні науки. – 2010. – № 2. – С. 106–111.
4. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. – № IV (59) / Технічні науки. – 2011. – С. 118–126.
5. Ципоренко В.В. Дослідження методів підвищення точності кореляційних ком-

пенсаційних радіопеленгаторів / В.В. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. – № I (48) / Технічні науки. – 2009. – С. 118–126.

6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

7. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка / Ю.А. Смирнов. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.

8. Ципоренко В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – № 42. – С. 26–37.

9. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці / Ю.І. Волощук. – Підручник для студентів вищих навч. закладів, т. 1. – Харків: «Компанія СМІТ», 2003. – 580 с.

*Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. В роботі виконано розробку безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. Запропонований метод за рахунок попередньої паралельної просторової селекції радіовипромінювань окремо за кожною їх часовою спектральною складовою та подальшого реконструювання просторових аналітичних гармонічних сигналів з метою безпошукової точної оцінки значень просторових частот сигналів, а також використання безпошукового дисперсійно-кореляційного оброблення масивів значень визначених просторових частот реконструйованих гармонічних просторових аналітичних сигналів, що відповідають одному напрямку, здійснює у реальному масштабі часу безпошукову оцінку напрямків на усі джерела радіовипромінювань, що потрапили в смугу частот панорамного аналізу пеленгатора. При цьому спектри сигналів можуть повністю перекриватися за частотою.*

**Ключові слова:** кореляційно-інтерферометричне пеленгування, реконструювання просторового аналітичного сигналу, дисперсійно-кореляційне оброблення, безпошукова оцінка напрямків.

*Ципоренко В.В. Безпоисковый цифровой метод корреляционно-интерферометрического пеленгования с реконструированием пространственного аналитического сигнала. В работе выполнена разработка безпоискового цифрового метода корреляционно-интерферометрического пеленгования с реконструированием пространственного аналитического сигнала. Предложенный метод за счет предыдущей параллельной пространственной селекции радиоизлучений отдельно за каждой их часовой спектральной составляющей и последующего реконструирования пространственных аналитических гармонических сигналов с целью безпоисковой точной оценки значений пространственных частот сигналов, а также использования безпоисковой дисперсионно-корреляционной обработки массивов значений определенных пространственных частот реконструированных гармонических пространственных аналитических сигналов, которые отвечают одному направлению, осуществляет в реальном масштабе времени безпоисковую оценку направлений на все источники радиоизлучений, которые попали в полосу частот панорамного анализа пеленгатора. При этом спектры сигналов могут полностью перекрываться по частоте.*

**Ключевые слова:** корреляционно-интерферометрическое пеленгование, реконструирование пространственного аналитического сигнала, дисперсионно-корреляционная обработка, безпоисковая оценка направлений.



*Tsymporenko V.V. Direct Digital Method of the Correlation-interferometric Radio Direction-finding with Reconstructing of Spatial Analytical Signal. In this paper, a new direct digital method of the correlation-interferometric radio direction-finding with reconstructing of spatial analytical signal is designed. Proposed method due to the previous parallel spatial selection of radiations separately on every their time spectral constituent and subsequent reconstructing of spatial analytical harmonic signals with the purpose of direct exact estimation of values of spatial frequencies of signals, and also use of direct dispersion-correlation processing of arrays of values of determined spatial frequencies of the reconstructed harmonic spatial analytical signals, which correspond to one direction, carries out in the real-time realization the direct estimation of directions on all radiation sources, which got in the band of frequencies of parallel analysis of radio direction finder. Thus the spectrums of signals can fully recovered on frequency.*

**Keywords:** *correlation-interferometric radio direction-finding, reconstructing of spatial analytical signal, dispersion-correlation processing, direct estimation of directions.*