УДК 621.37:621.391

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.
В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.
Житомирський державний технологічний університет

БЕЗПОШУКОВИЙ ЦИФРОВИЙ МЕТОД КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ З ПОДВІЙНИМ ДИСПЕРСІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ ДЛЯ ВЕЛИКОЇ АНТЕННОЇ БАЗИ

Виконано розробку нового безпошукового методу радіопеленгування для великої антенної бази. Особливістю розробленого методу є максимально правдоподібна кореляційна оцінка цілої та залишкової частин затримки сигналу та пеленгу. Це забезпечує можливість використання великої антенної бази та визначення пеленга двоканальним радіопеленгатором з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто в реальному масштабі часу.

Ключові слова: *радіопеленгування, пеленг, кореляційно-інтерферометричне пеленгування.*

Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями. На сьогодні одним з важливих завдань сучасних радіоелектронних систем є пеленгування радіоелектронних засобів, яке має здійснюватися в умовах складної електромагнітної обстановки, апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1]. Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується послідовним компенсаційним методом з пошуком значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємнокореляційної функції [1–3]. Недоліком цього методу є великі часові або апаратурні витрати. Тому розробка безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальним завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми. В роботах [1, 4–6] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують дискретну пошукову оцінку напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ) шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих радіовипромінювань. Визначено алгоритми та побудова відповідних засобів пеленгування та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремального напрямку, що визначає їх відносно низьку швидкодію і точність.

В роботах [7, 8] запропоновано ряд методів, що спрямовані на підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Ці методи використовують часткове скорочення кількості ітерацій оброблення, типовими варіантами яких є методи інтерполяції, методи з нерівномірним кроком формування пелюсток діаграми спрямованості, методи попередньої селекції сигналів або напрямків пеленгування, методи удосконалення алгоритмів обчислення проміжних результатів пеленгування. Спільним недоліком даних методів є недостатня швидкодія та зниження точності при складності реалізації. Це зумовлено використанням наближених методів аналізу, втратами доступної інформації про напрямок на ДРВ та частковістю вирішення завдання підвищення швидкодії, тому що вказані методи реалізують багатоітераційні алгоритми.

В роботах [9, 10] запропоновано безпошуковий метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів, що забезпечує можливість аналітичної оцінки часу затримки та відповідного пеленга. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі радіовипромінювання, що, в свою чергу, суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленга.

В роботі [11] запропоновано цифровий безпошуковий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням, що забезпечує можливість використання великої антенної бази. Однак дисперсія оцінки пеленга цього методу буде більшою, ніж для методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів, оскільки її величина обернено пропорційна значенню частотного перетворювального зсуву, що значно менший за значення несучої частоти, що використовується в методі з дисперсійною обробкою спектрів.

В роботах [3, 12, 13, 14] розглянуто методи сумісного використання великої та малої пеленгаційних баз з усуненням невизначеності оцінки напрямку на ДРВ відносно великої бази. Вказані методи

© В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко, 2013

забезпечують підвищення точності пеленгування, але застосовуються тільки для фазового та амплітудного методів пеленгування при низькій швидкодії та великих апаратурних витратах.

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Таким чином, невирішеною частиною загальної проблеми розробки безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є розробка безпошукового цифрового методу спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази.

Формулювання цілей статті (постановка завдання). Відповідно до не вирішеної раніше проблеми розробки безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності, цілями статті є: розробка безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування із забезпеченням високої точності для великої антенної бази.

Викладення основного матеріалу дослідження. Розглянемо задачу визначення напрямку на ДРВ компенсаційним кореляційно-інтерферометричним методом за умови прийому радіовипромінювання двома пеленгаційними каналами, що рознесені у просторі на відстань d антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі λ радіовипромінювання, яке пеленгується: $d >> \lambda$. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_à]$ антеною першого пеленгаційного радіоканалу, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ також впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_à]$ антеною другого пеленгаційного радіоканалу. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_í, \omega_{â}\}$ пропускання пеленгаційних каналів. Вихідні умови запишемо наступним чином:

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

де τ_S – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі $[0; \tau_{S\max} < T_à]$.

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

Необхідно безпошуково, тобто без багатоітераційної оцінки взаємно кореляційної функції оптимально виконати оцінку часу затримки τ_S і відповідного напрямку θ на ДРВ за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті на часовому інтервалі $[0, T_à]$. Критерієм оптимальності оцінки затримки τ_S є мінімум дисперсії її похибки.

Для вказаних умов виконаємо розробку безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить визначення пеленга з використанням одноканального корелятора, але за час одного циклу кореляційного аналізу.

Для вирішення поставленого завдання доцільно використати представлення сигналів у частотній області визначення [9]. Як відомо [15, 16], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра кореляційного пеленгатора, яким є час затримки $\hat{\tau}_{ËÇ}$, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для неперервного аналізу сигналів в частотній області визначення та має вигляд:

$$\frac{dq(\tau_{ËÇ})}{d\tau_{ËÇ}} = \frac{d}{d\tau_{ËÇ}}\left[\mathrm{Re}\left\{\frac{2}{N}\int_{\omega_í}^{\omega_{â}} U_1(\omega)\cdot U_2(\omega)\cdot \exp(j(\Delta\varphi_1(\omega) - \psi(\omega)))d\omega\right\}\right] = 0 \text{ при } \tau_{ËÇ} = \hat{\tau}_{ËÇ}, \qquad (2)$$

де $q(\tau_{ËÇ})$ – спектральний кореляційний оператор;

$\tau_{ËÇ}$ – значення компенсуючої затримки;

$\mathrm{Re}(.)$ – операція визначення дійсної частини комплексного числа;

$U_1(\omega), U_2(\omega)$ – амплітудні спектри прийнятих сумішей радіовипромінювань першого та другого радіоканалів відповідно;

$\omega_í, \omega_{â}$ – значення нижньої та верхньої колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів відповідно;

$\Delta\varphi_1(\omega)=\varphi_2(\omega)-\varphi_1(\omega)$ – перший різницевий фазовий спектр прийнятих сумішей;

$\psi(\omega)=\omega\cdot\tau_{ËÇ}$ – компенсуючий лінійно-частотний фазовий зсув.

Аналіз рівняння правдоподібності (2) показує, що для нього відсутній явний розв'язок і відповідно можливість безпошукової оцінки екстремального значення $\tau_{ËÇ}$ компенсуючого параметра пеленгатора [9, 15, 16].

Для вирішення цієї проблеми і забезпечення можливості отримання явного розв'язку рівняння (2) доцільне використання дисперсійного перетворення сформованого першого добутку $Ì_1(j\omega)=U_1(\omega)\cdot U_2(\omega)\cdot\exp(j\Delta\varphi_1(\omega))$ комплексних спектрів прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ [9].

Однак для умови використання великої антенної бази $d>>\lambda$ дисперсійне перетворення першого добутку $M_1(j\omega)$ комплексних спектрів безпосередньо не можливе. Це зумовлено наступним чинником. Значення різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega)$ першого добутку $M_1(j\omega)$ комплексних спектрів для умови великої антенної бази $d>>\lambda$ в межах смуги $\{\omega_í,\omega_â\}$ частот спектра прийнятих сумішей $U_1(j\omega)$ та $U_2(j\omega)$ може перевищувати значення 2π радіан:

$$\Delta\varphi_1(\omega)=\tau_S\cdot\omega>2\pi \text{ при } \tau_S=\frac{d\cdot\cos\Theta}{c}>\lambda, \tag{3}$$

де $\omega\in\{\omega_í,\omega_â\}$;

c – швидкість поширення електромагнітних хвиль у вільному просторі;

Θ – напрямок на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази.

Однак аргумент комплексної експоненційної функції $\exp(j\Delta\varphi_1(\omega))$ при формуванні першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega)$ не може перевищувати значення 2π радіан. В результаті виміряне значення першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_{1Â}(\omega)$ буде спотвореним і дорівнювати тільки залишковій складовій $\Delta\varphi_{1Ç}(\omega)$ його повного (реального) $\Delta\varphi_1(\omega)$ значення із втратою циклічної складової $\Delta\varphi_{1Ö}(\omega)$:

$$\Delta\varphi_{1Â}(\omega)=\Delta\varphi_{1Ç}(\omega)=\Delta\varphi_1(\omega)-\Delta\varphi_{1Ö}(\omega), \tag{4}$$

де $\Delta\varphi_{1Ö}(\omega)=m\cdot 2\pi$ рад. – циклічна складова повного значення першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega)$;

$m=0,1,...,L$ – цілі числа;

$L=\left[\frac{d}{\lambda}\right]_Ö$ – ціла складова відношення d/λ;

$[.]_Ö$ – оператор виділення цілої складової.

Для вирішення даної проблеми необхідно попередньо визначити циклічну складову $\Delta\varphi_{1Ö}(\omega)$ першого різницевого фазового спектра і відновити повне його значення:

$$\Delta\varphi_1(\omega)=\Delta\varphi_{1Ç}(\omega)+\Delta\varphi_{1Ö}(\omega). \tag{5}$$

Вирішимо поставлене завдання. Відліки першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega)$ є випадковими з нормальним розподілом густини імовірності і складається з сигнальної $\Delta\varphi_{1S}(\omega)$ та шумової $\Delta\varphi_{1N}(\omega)$ складових: $\Delta\varphi_1(\omega)=\Delta\varphi_{1S}(\omega)+\Delta\varphi_{1N}(\omega)$.

Аналіз рівняння (4) показує, що значення сигнальної залишкової складової $\Delta\varphi_{1Ç.S}(\omega)$ першого різницевого фазового спектра лінійно залежить, а значення сигнальної циклічної його складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)$ не залежить від частоти в межах смуги $\{\omega_í,\omega_â\}$ і може приймати тільки квантовані значення, що кратні 2π радіан в діапазоні $\{0,2\pi L\}$ радіан. При цьому сигнальна залишкова складова $\Delta\varphi_{1Ç.S}(\omega)$ одночасно залежить від невідомих значень як повного значення першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_{1S}(\omega)$ так і циклічної її складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)$:

$$\Delta\varphi_{1Ç.S}(\omega)=\Delta\varphi_{1.S}(\omega)-\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)=\tau_S\cdot\omega-L\cdot 2\pi. \tag{6}$$

Це дає можливість оцінки циклічної складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)$ із рівняння (2) з урахуванням (6) шляхом усунення впливу значень повного першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_{1.S}(\omega)$. Такий спосіб визначення циклічної складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)$ забезпечує можливість отримання незміщеної її оцінки, що в свою чергу дозволяє мінімізувати імовірність аномальних похибок [3, 12].

Для цього доцільно виконати двоетапне перетворення першого добутку $\dot{I}_1(j\omega)$ комплексних спектрів.

На першому етапі доцільно здійснити його дисперсійне перетворення, отримуючи другий добуток $\dot{I}_2(j\omega)$ комплексних спектрів згідно з рівнянням:

$$\dot{I}_2(j\omega) = Ð_\gamma[\dot{I}_1(j\omega)] = U_1(\omega)\cdot U_2(\omega)\cdot \exp\{j\Delta\varphi_{1Ç}(\omega)\cdot\gamma(\omega)\}, \tag{7}$$

де $Ð_\gamma[.]$ – оператор дисперсійного перетворення комплексного спектра;

$\gamma(\omega) = \dfrac{\omega_í}{\omega}$ – вагова функція дисперсійного перетворення;

$$\Delta\varphi_{13.S}(\omega)\cdot\gamma(\omega) = \omega_í\tau_S - \frac{\omega_í}{\omega}\cdot\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega).$$

На другому етапі перетворення доцільно для усунення із рівняння (7) складової $\omega_í\tau_S$ здійснити кореляційне перетворення другого добутку $\dot{I}_2(j\omega)$ комплексних спектрів та формування третього $\dot{I}_3(j\omega)$ добутку комплексних спектрів згідно рівняння:

$$\begin{aligned}\dot{I}_3(j\omega) &= \dot{I}^{*}_2(j\omega)\cdot\dot{I}_2(j(\omega+\Delta\omega_{çc})) = U_1(\omega)\cdot U_1(\omega+\Delta\omega_{çñ})\cdot U_2(\omega)\cdot U_2(\omega+\Delta\omega_{çñ})\cdot \\ &\cdot\exp\{j[\Delta\varphi_{1Ç}(\omega+\Delta\omega_{çñ})\cdot\gamma(\omega+\Delta\omega_{çñ}) - \Delta\varphi_{1Ç}(\omega)\cdot\gamma(\omega)]\}\end{aligned} \tag{8}$$

де $\Delta\omega_{çñ}$ – циклічний частотний зсув, що не перевищує значення $\{\omega_â - \omega_í\}$ смуги частот спектра прийнятих сумішей.

Аналіз рівняння (8) показує, що в результаті двоетапного перетворення першого $\dot{I}_1(j\omega)$ добутку комплексних спектрів отримана реалізація третього добутку $\dot{I}_3(j\omega)$ комплексних спектрів, різницевий фазовий спектр $\Delta\varphi_{3Ç}(\omega)$ якого однозначно залежить від сигнальної циклічної складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega) = \Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega+\Delta\omega_{çñ})$:

$$\Delta\varphi_{3Ç}(\omega) = \frac{\omega_í\cdot\Delta\omega_{çñ}}{\omega(\omega+\Delta\omega_{çñ})}\cdot\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega), \tag{9}$$

де $\Delta\varphi_{3Ç}(\omega) = \arg\{\dot{I}_3(j\omega)\}$ – аргумент третього $\dot{I}_3(j\omega)$ добутку комплексних спектрів.

Формування сигнальної циклічної складової $\Delta\varphi_{1Ö.S}(\omega)$ доцільно представити як дію еквівалентної (циклічної) лінії затримки $\tau_{ëçÖ}$:

$$\Delta\varphi_{1Ö}(\omega) = \omega_í\cdot\tau_{ëçÖ}. \tag{10}$$

З урахуванням цього рівняння (9) набуде вигляду:

$$\Delta\varphi_{Ç.S}(\omega) = \xi(\omega)\cdot\omega_í\cdot\tau_{ëçÖ}, \tag{11}$$

де $\xi(\omega) = \dfrac{\omega_í\cdot\Delta\omega_{çñ}}{\omega(\omega+\Delta\omega_{çñ})}$.

В результаті виконаних перетворень для забезпечення оптимальної безпошукової оцінки невідомого значення (циклічної) затримки $\hat{\tau}_{ëçÖ}$ та шуканого сумарного значення оцінки компенсуючої затримки $\hat{\tau}_{ëç}$ з урахуванням рівнянь (2), (8) і (10) складемо систему з двох рівнянь правдоподібності [9,11]:

$$\begin{aligned}&\frac{d}{d\tau_{ëçÖ}}\left[\mathrm{Re}\left\{\frac{2}{N}\int_{\omega_í}^{\omega_â}\dot{I}_3(\omega)\exp\left(j\left(\Delta\varphi_Ç(\omega) - \tau_{ëçÖ}\cdot\omega_í\cdot\xi(\omega)\right)\right)\right\}\right] = 0; \\ &\frac{d}{d\tau_{ëç}}\left[\mathrm{Re}\left\{\frac{2}{N}\int_{\omega_í}^{\omega_â}U_1(\omega)\cdot U_2(\omega)\cdot\exp\left(j(\Delta\varphi_1(\omega) - \omega\tau_{ëç})\right)d\omega\right\}\right] = 0,\end{aligned} \tag{12}$$

де $\Delta\varphi_1(\omega) = \Delta\varphi_{1Ç}(\omega) + \omega_í\cdot\tau_{ëçÖ}$.

Систему (12) доцільно розв'язувати в два етапи. Спочатку доцільно отримати оцінку циклічної затримки $\hat{\tau}_{ëçÖ}$ як розв'язок першого рівняння системи (12), а потім визначити повну затримку $\hat{\tau}_{ëç}$ з урахуванням рівнянь (5) та (12).

Аналіз першого рівняння правдоподібності системи (12) показує, що шукана оцінка $\hat{\tau}_{ëçÖ}$ циклічної затримки помножена на дві змінні: нижню частоту смуги пропускання $\omega_í$ та коефіцієнт $\xi(\omega)$. Змінна $\omega_í$ в межах інтервалу інтегрування є сталою величиною, а коефіцієнт $\xi(\omega)$ суттєво залежить від частоти по

бігіперболічній залежності. З урахуванням даних умов для отримання явного безпошукового розв'язку першого рівняння системи (12) доцільно використати дисперсійно-кореляційний метод [9]. Для цього доцільно виконати попереднє дисперсійне перетворення третього добутку спектра $\dot{I}_3(j\omega)$ згідно з рівнянням:

$$\dot{I}_4(j\omega) = \dot{I}_3(\omega)\exp\{j(\Delta\varphi_3(\omega)\cdot\gamma_2(\omega))\}, \tag{13}$$

де $\gamma_2(\omega) = \dfrac{\omega(\omega+\Delta\omega_{çñ})}{\omega_1(\omega_í+\Delta\omega_{çñ})}$ – вагова функція другого дисперсійного перетворення комплексного спектра;

$\Delta\varphi_4(\omega) = \Delta\varphi_{3Ç}(\omega)\cdot\gamma_2(\omega) = \dfrac{\Delta\omega_{çñ}\cdot\omega_í\cdot\tau_{ëçÖ}}{(\omega_í+\Delta\omega_{çñ})}$ – різницевий фазовий спектр четвертого добутку $\dot{I}_4(j\omega)$ комплексних спектрів.

В результаті розв'язок першого рівняння системи (5) і відповідно оцінка циклічної затримки матиме наступний вигляд:

$$\hat{\tau}_{ëçÖ} = \left[\frac{\omega_í+\Delta\omega_{çñ}}{\omega_í\cdot\Delta\omega_{çñ}}\left\{arctg\left[\frac{\int_{\omega_í}^{\omega_â} M_3(\omega)\cdot\sin(\Delta\varphi_{3Ç}(\omega)\cdot\gamma_2(\omega))}{\int_{\omega_í}^{\omega_â}\dot{I}_3(\omega)\cdot\cos(\Delta\varphi_{3Ç}(\omega)\cdot\gamma_2(\omega))}\right]+z\cdot\pi\right\}\right]_{ÖÁ}, \tag{14}$$

де z – коефіцієнт коригування фази для функції $arctg(.)$, що може приймати значення 0 або 1 залежно від квадранта аргументу $arctg(.)$;

$[.]_{ÖÁ}$ – операція округлення до ближчого цілого значення.

Для прямого розв'язку другого рівняння системи (12) скористаємося отриманим результатом (14) і дисперсійним перетворенням відновленого згідно з рівнянням (5) повного значення першого різницевого фазового спектра $\Delta\varphi_1(\omega)$. В результаті шукане сумарне значення оцінки компенсуючої затримки $\hat{\tau}_{ëç}$ буде дорівнювати:

$$\hat{\tau}_{ëç} = \frac{1}{\omega_í}\left\{\left[arctg\left(\frac{\int_{\omega_í}^{\omega_â} M_2(\omega)\cdot\sin\left(\left(\Delta\varphi_1(\omega)++\hat{\Delta}\varphi_{1Ö}\right)\cdot\gamma(\omega)\right)}{\int_{\omega_í}^{\omega_â}\dot{I}_2(\omega)\cdot\cos\left(\left(\Delta\varphi_1(\omega)++\hat{\Delta}\varphi_{1Ö}\right)\cdot\gamma(\omega)\right)}\right)+z\cdot\pi\right]+\hat{\Delta}\varphi_{1Ö}\right\}, \tag{15}$$

де $\hat{\Delta}\varphi_{1Ö} = \omega_í\cdot\hat{\tau}_{ëçÖ}$ – оцінка циклічної частини першого різницевого фазового спектра.

Аналіз рівняння (15) показує, що оцінку повної відносної затримки $\hat{\tau}_{ëçÓ}$ прийому радіовипромінювання пеленгаційними каналами доцільно представити як суму двох складових: циклічної затримки $\hat{\tau}_{ëçÖ}$ та залишкової затримки $\hat{\tau}_{ëç}$.

Математичне очікування циклічної затримки $M[\hat{\tau}_{ëçÖ}]$ пропорційне тривалості m повних періодів $\dot{O}_í$ коливань випромінювання, що пеленгується (4), (14):

$$M[\hat{\tau}_{ëçÖ}] = m\cdot\frac{2\pi}{\omega_1} = mT_í. \tag{16}$$

Математичне очікування оцінки залишкової затримки $M[\hat{\tau}_{ëç}]$ визначається з урахуванням значення циклічної затримки $\hat{\tau}_{ëçÖ}$ і є меншим періоду випромінювання, що пеленгується:

$$M[\hat{\tau}_{ëç}] < 2\pi/\omega. \tag{17}$$

За визначеним екстремальним значенням повної відносної затримки $\hat{\tau}_{ëçÓ}$ та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

$$\theta = \arccos\left(\frac{c\cdot\hat{\tau}_{ËÇ}}{d}\right). \tag{18}$$

Екстремальна оцінка повної $\hat{\tau}_{ëç}$ затримки для цифрової обробки сигналів матиме вигляд:

$$\hat{\tau}_{ëç} = \frac{1}{\omega_i}\left\{\left[arctg\left(\frac{\sum\limits_{\omega_k=\omega_i}^{\omega_3} M_2(\omega_k)\cdot \sin\left(\left(\Delta\varphi_1(\omega_k)+\hat{\Delta}\varphi_{1Ö}\right)\cdot\gamma(\omega_k)\right)}{\sum\limits_{\omega_k=\omega_i}^{\omega_3} M_2(\omega_k)\cdot \cos\left(\left(\Delta\varphi_1(\omega_k)+\hat{\Delta}\varphi_{1Ö}\right)\cdot\gamma(\omega_k)\right)} \right) + z\cdot\pi \right] + \hat{\Delta}\varphi_{1Ö} \right\}. \quad (19)$$

Таким чином, поставлене завдання отримання безпошукової оцінки напрямку на ДРВ кореляційним двоканальним радіопеленгатором з великою антенною базою вирішена.

Висновки. Таким чином, запропонований безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним дисперсійним обробленням забезпечує можливість максимально правдоподібної оцінки пеленга двоканальним радіопеленгатором з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю, а також використання великої антенної бази $d >> \lambda$, а отже, високої точності пеленгування в цілому.

У подальшому доцільно виконати дослідження точності розробленого методу пеленгування та оптимізацію параметрів алгоритму його реалізації.

Список використаної літератури:

1. *Рембовский А.М.* Радиомониторинг – задачи, методы, средства / *А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин* ; под ред. *А.М. Рембовского*. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.
2. *Слободянюк П.В.* Довідник з радіомоніторингу / *П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.С. Ступак* ; за ред. *П.В. Слободянюка.* – Ніжин : ТОВ Видавництво “Аспект-Поліграф”, 2008. – 588 с.
3. *Белавин О.В.* Основы радионавигации : учеб. пособие для вузов / *О.В. Белавин*. – 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.
4. *Gaoming Huang*. Time-delay direction finding based on canonical correlation analysis. Circuits and Systems / *Huang Gaoming, Yang Luxi, He Zhenya* // ISCAS 2005. IEEE International Symposium. – Pp. 540–549, 23–26 May 2005.
5. *Jacovitti G.* Discrete time techniques for time delay estimation / *G. Jacovitti, G. Scarano* // IEEE Trans. Signal Procession. – Feb. 1993. – Vol. 41. – Pp. 525–533.
6. *Griffin C.* Interferometric radio-frequency emitter location / *C.Griffin, S.Duck* // Radar, Sonar and Navigation. – Jun 2002. – IEE Proc. – Vol. 149. – P. 153.
7. *Шевченко В.Н.* Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток / *В.Н. Шевченко* // Антенны. – 2002. – № 12 (67). – С. 18–22.
8. Пат. 2190236 Российская Федерация, МПК G 01 S 5/04. Способ обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения / *В.Н. Шевченко, Г.С. Емельянов, Г.Г. Вертоградов*. – Заявл. 13.09.2000 ; Опубл. 27.09.2002 г.
9. *Ципоренко В.В.* Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів / *В.В. Ципоренко* // Вісник НТУ України “КПІ” ; Серія : Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – Вип. 42. – 205 с. – С. 26–37.
10. Пат. 95053 Україна, МПК G01S5/02. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / *В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко*. – № a2010 13814 ; Заявл. 22.11.2010 ; Опубл. 25.06.2011, Бюл. № 12.
11. *Ципоренко В.В.* Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / *В.В. Ципоренко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвідом. наук.-тех. зб. – № 167. – 2011. – С. 73–77.
12. Радиотехнические системы / под ред. *Ю.И. Казаринова*. – М. : Высш. шк., 1990. – 486 с.
13. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособ. / *В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.* ; под ред. *И.Б. Фёдорова*. – М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 768 с.
14. *Леонов А.И.* Моноимпульсная радиолокация / *А.И. Леонов, К.И. Фомичёв*. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1984. – 312 с.
15. *Караваев В.В.* Статистическая теория пассивной локации / *В.В. Караваев, В.В. Сазонов*. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с.
16. *Тихонов В.И.* Оптимальный приём сигналов / *В.И. Тихонов*. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.

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

Наукові інтереси:

– безпошукові цифрові методи спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування.

Тел.: (096)680–61–92.
E-mail: tsiporenko.1985@mail.ru

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

Наукові інтереси:

- спектрально-просторові методи виявлення;
- оцінки параметрів та пеленгування радіовипромінювань.

Стаття надійшла до редакції 17.09.2013