

БЕЗПОШУКОВИЙ ЦИФРОВИЙ МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО ДИСПЕРСІЙНО-КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ ДЛЯ ВЕЛИКОЇ АНТЕННОЇ БАЗИ

Ципоренко В. В., к.т.н.

*Житомирський державний технологічний університет
м. Житомир, Україна*

Вступ

На сьогодні однією з важливих задач сучасних радіоелектронних систем є пеленгування радіоелектронних засобів, яке має здійснюватись 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 взаємно кореляційної функції [1, 2]. Недоліком цього методу є великі часові або апаратні витрати. Тому розробка безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми, та виділення невирішених частин загальної 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. Визначені 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 направлені 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 удоскона-

лення 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 задачі 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 пеленгу. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі, що в свою чергу суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленгу.

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 пеленгу цього методу буде більшою ніж для методу кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів оскільки є обернено пропорційною 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 забезпечують підвищення точності пеленгування, але застосовуються тільки для фазового та амплітудного методів пеленгування при низькій швидкодії, та великих апаратурних витратах.

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

Відповідно до невирішеної раніше проблеми розробки безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності, цілями статті є: розробка безпошукового цифрового методу спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування із забезпеченням високої точності для великої антенної бази.

Виклад основного матеріалу дослідження

Розглянемо задачу визначення напрямку на ДРВ компенсаційним

кореляційно-інтерферометричним методом за умови прийому випромінювань двома пеленгаційними каналами, що рознесені у просторі на відстань d антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі λ радіовипромінювання, яке пеленгується: $d \gg \lambda$. 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 $t \in [0, T_a]$ антеною першого пеленгаційного каналу, 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 $t \in [0, T_a]$ антеною другого пеленгаційного каналу. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_H, \omega_B\}$ пропускання пеленгаційних каналів. Вихідні умови запишемо наступним чином:

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

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

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

Необхідно безпошуково, тобто без багатоітераційної оцінки взаємно кореляційної функції оптимальним чином 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 $[0, T_a]$. 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 поставленої задачі доцільно використати представлення сигналів у частотній області визначення [9]. Як відомо [15, 16], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра, яким є час затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для неперервного аналізу сигналів в частотній області визначення має вигляд:

$$\frac{dq(\tau_{ЛЗ})}{d\tau_{ЛЗ}} = \frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\phi(\omega) - \psi(\omega))) d\omega \right\} \right] = 0 \quad (2)$$

при $\tau_{ЛЗ} = \hat{\tau}_{ЛЗ}$,

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

$\tau_{ЛЗ}$ – значення компенсуючої затримки.

$U_1(\omega), U_2(\omega)$ – амплітудні спектри прийнятих сумішей радіовипромінювань першим та другим радіоканалами відповідно;

ω_H, ω_B – значення нижньої та верхньої колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів відповідно;

$\Delta\phi(\omega) = \phi_2(\omega) - \phi_1(\omega)$ – різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів;

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

За умови використання антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі $d \gg \lambda$ різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів $\Delta\phi(\omega)$ в рівнянні (2) доцільно представити як суму залишкової частини $\Delta\phi_3(\omega)$, значення якої лежить в межах $[0; 2\pi]$ та цілої частини $\Delta\phi_{Ц}(\omega)$, значення якої кратне 2π радіан [13]:

$$\Delta\phi(\omega) = \Delta\phi_3(\omega) + \Delta\phi_{Ц}(\omega). \quad (3)$$

При цьому значення $\Delta\phi_3(\omega)$ отримують в результаті визначення різницевого фазового спектра прийнятих сигналів, а значення $\Delta\phi_{Ц}(\omega)$ потребує додаткової оцінки.

Значення $\Delta\phi_{Ц}(\omega)$ доцільно представити як результат дії уявної (грубої) лінії затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ та нелінійної операції порогової оцінки:

$$\Delta\phi_{Ц}(\omega) = [\omega \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ.Г}]_{Ц}, \quad (4)$$

де $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ – наближена оцінка значення компенсуючої затримки;

$[\cdot]_{Ц}$ – операція визначення цілої, кратної 2π , частини аргументу.

Для оптимальної оцінки невідомого значення затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ та шуканого точного сумарного значення компенсуючої затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ з урахуванням рівняння (2), складемо систему з двох рівнянь правдоподібності [9, 11]:

$$\frac{d}{d\tau_{ЛЗ.Г}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\phi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\phi_3(\omega) - \tau_{ЛЗ.Г} \cdot \Delta\omega)) d\omega \right\} \right] = 0; \quad (5)$$

$$\frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\phi_3(\omega) + \Delta\phi_{Ц}(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \omega)) d\omega \right\} \right] = 0.$$

Систему (5) доцільно розв'язати в два етапи. Наближену оцінку $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ доцільно отримати як розв'язок першого рівняння системи (5) з використанням подвійного кореляційного оброблення, що дозволяє отримати прямий розв'язок другого рівняння правдоподібності системи (5). Оцінка $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ матиме наступний вигляд [11]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.Г} = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \operatorname{arctg} \left[\frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \sin(\Delta\phi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\phi_3(\omega)) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\phi_3(\omega + \Delta\omega) - \Delta\phi_3(\omega)) d\omega} \right] + z \cdot \pi, \quad (6)$$

де $\Delta\omega$ – значення частотного зсуву добутку спектрів $U_1(j\omega) \cdot U_2^*(j\omega)$;

z – коефіцієнт корекції фази для функції $\operatorname{arctg}(\cdot)$, що може приймати значення 0 або 1 в залежності від квадранту аргументу $\operatorname{arctg}(\cdot)$.

Для прямого розв'язку другого рівняння системи (5) скористаємось результатом (6) та дисперсійним обробленням аргументу $(\Delta\phi_3(\omega) + \Delta\phi_{Ц}(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \omega)$. Для цього помножимо його на вирівнюючий дисперсійний частотно-залежний множник $\alpha = \omega_f / \omega$. Після цього доданок $\tau_{ЛЗ} \cdot \omega$ аргументу в другому рівнянні системи (5) матиме вигляд: $\tau_{ЛЗ} \cdot \omega_H$. Таке перетворення дозволяє винести значення $\tau_{ЛЗ}$ за дужки та отримати прямий розв'язок рівняння правдоподібності [9]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = 1 / \omega_H \cdot \operatorname{arctg} \left[\frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \sin((\Delta\phi_3(\omega) + \Delta\phi_{Ц}(\omega)) \cdot \omega_H / \omega) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \cos((\Delta\phi_3(\omega) + \Delta\phi_{Ц}(\omega)) \cdot \omega_H / \omega) d\omega} \right] + z \cdot \pi. \quad (7)$$

Таким чином, поставлена задача вирішена.

При застосуванні цифрового оброблення сигналів в смузі $[\omega_{Н.ПЧ}; \omega_{В.ПЧ}]$ проміжної $\omega_{ПЧ}$ частоти та з урахуванням неоднозначності функції $\operatorname{arctg}(\cdot)$ наближена оцінка затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ буде визначатися згідно з рівнянням [11]:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ.Г} = (1 / \Delta\omega) \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\phi_{\Delta.k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\phi_{\Delta.k}]} \right] + z \cdot \pi, \quad (8)$$

де k_H, k_B – номери частотних складових спектрів сигналів, які відповідають його нижній $\omega_{H.ПЧ}$ та верхній $\omega_{B.ПЧ}$ граничним проміжним частотам спектрів сигналів радіоканалів відповідно;

$$\Delta\phi_{\Delta.k} = \Delta\phi(\omega_{ПЧ.k} + \Delta\omega) - \Delta\phi(\omega_{ПЧ.k});$$

$\omega_{ПЧ.k}$ – k -те значення проміжної частоти спектральних складових сигналів, що лежить в межах смуги проміжної частоти $[\omega_{H.ПЧ}; \omega_{B.ПЧ}]$ сигналів.

Для оцінки значення $\hat{\tau}_{ЛЗ.Г}$ запропонованим методом не потрібно виконувати операцію відновлення робочої частоти перед кореляційним обробленням. Це зумовлено тим, що для оцінки часу затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ не використовуються значення частот спектральних складових сигналу, а тільки значення частотного зсуву $\Delta\omega$.

Точна оцінка затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ при застосуванні цифрового оброблення сигналів визначається згідно з рівнянням:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = 1 / \omega_H \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \sin\left(\left(\Delta\phi_3(\omega_k) + \Delta\phi_{Ц}(\omega_k)\right) \cdot \omega_H / \omega_k\right)}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_k) \cdot U_2(\omega_k) \cdot \cos\left(\left(\Delta\phi_3(\omega_k) + \Delta\phi_{Ц}(\omega_k)\right) \cdot \omega_H / \omega_k\right)} \right] + z \cdot \pi, \quad (9)$$

де ω_k – k -те значення частоти спектральних складових сигналів, що лежить в межах смуги робочих частот $[\omega_H; \omega_B]$ сигналів, що отримують з використанням цифрового відновлення робочої частоти [10].

За визначеною екстремальною точною оцінкою затримки $\hat{\tau}_{Е\zeta}$ визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази проти напрямку годинникової стрілки згідно з рівнянням [1]:

$$\theta = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ} / d), \quad (10)$$

де c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Таким чином, запропонована додаткова проміжна безошукова оцінка цілої частини $\Delta\phi_{Ц}(\omega)$ різницевого фазового спектра за допомогою подвійного кореляційного оброблення забезпечує можливість використання

великої антенної бази $d \gg \lambda$ та усунення аномально великої похибки пеленгування радіовипромінювань з довжиною хвилі $\lambda < 2d$. При цьому апаратні витрати є мінімальними, оскільки використовується тільки одна антенна база. Подальше дисперсійне оброблення забезпечує безошукову оцінку загальної затримки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$.

Таким чином, поставлена в роботі задача вирішена. Запропонований безошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази забезпечує можливість пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази в реальному масштабі часу.

Для порівняння виконаємо аналіз можливості використання антенної бази $d \gg \lambda$ відомим безошуковим цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійним обробленням комплексних взаємних спектрів сигналів, що використовує одноразове кореляційне оброблення [9, 10].

Для цього методу використовується одноразове перемноження спектрів сигналів з формуванням різницевого фазового спектра $\Delta\phi(\omega_k)$, що підлягає дисперсійному обробленню, який дорівнює:

$$\Delta\phi(\omega_k) = 2\pi \cdot d \cdot \cos\theta / \lambda(\omega_k). \quad (11)$$

Аналіз рівняння (11) показує, що при $\lambda < 2d$ значення $\Delta\phi(\omega_k)$ може перевищувати π радіан, яке неможливо однозначно оцінити з використанням комплексного спектрального аналізу. Це зумовлює необхідність обмеження антенної бази значенням $d \leq \lambda/2$, що суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та відповідного пеленгу.

Висновки

Запропонований безошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним та дисперсійним обробленням забезпечує можливість визначення пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю, а також використання антенної бази $d \gg \lambda$, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

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

Література

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.: ил.
2. Слободянюк П.В. Довідник з радіомоніторингу / П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарний, В.С. Ступак; під 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 and 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 Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут” Серія — Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. — 2010. — Вип. 42. — 205 с. С. 26—37.
10. Пат. 95053 Україна, МПК G 01 S 5/02. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. — № а2010 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 // Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник «Радіотехніка». — № 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. / [Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М. и др.]; под ред. И.Б. Фёдорова. — М.: изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. — 768 с.: ил.
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 В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. В роботі виконано розробку безпошукового цифрового методу спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування для великої антенної бази. Особливістю розробленого методу є поєднання подвійного кореляційного та дисперсійно-кореляційного оброблення спектрів сигналів. Це забезпечує можливість використання великої антенної бази та визначення пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратурними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто в реальному масштабі часу. Розроблений метод забезпечує можливість суттєвого зменшення дисперсії похибки пеленгування порівняно з відомими при високій швидкодії.

Ключові слова: *безпошуковий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування, подвійне кореляційне та дисперсійно-кореляційне оброблення спектрів.*

Ципоренко В.В. Беспойсковый цифровой метод спектрального дисперсионно-корреляционного радиопеленгования для большой антенной базы. В работе выполнена разработка беспойскового цифрового метода спектрального дисперсионно-корреляционного радиопеленгования для большой антенной базы. Особенностью разработанного метода является сочетание двойной корреляционной и дисперсионно-корреляционной обработки спектров сигналов. Это обеспечивает возможность использования большой антенной базы и определения пеленга одноканальным способом с минимальными аппаратными затратами, но за время одного цикла корреляционного анализа в реальном масштабе времени. Разработанный метод обеспечивает возможность существенного уменьшения дисперсии погрешности пеленгования сравнительно с известными при высоком быстродействии.

Ключевые слова: *беспойсковый метод корреляционно-интерферометрического пеленгования, двойная корреляционная и дисперсионно-корреляционная обработка спектров.*

Tsyurenko V.V. Searchless digital method of spectral dispersion-correlation radio direction finding for big antenna base. Searchless digital method of spectral dispersion-correlation radio direction finding for big antenna base is performed in this paper. Combination of double correlation and dispersion-correlation signal spectrum processing is the proposed method feature. It provides possibility of the large antenna base using and bearing determination by one channel method with minimum apparatuses charges, but in one cycle of correlation analysis so in real-time. The proposed method provides reduction of direction-finding dispersion error compared to known methods with high operating speed.

Keywords: *searchless method of spectral dispersion-correlation radio direction finding, double correlation and dispersion-correlation spectrum processing.*