



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **104208** (13) **C2**
(51) МПК
G01S 5/04 (2006.01)ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ**(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД**

(21) Номер заявки: а 2012 03208	(72) Винахідник(и): Ципоренко Віталій Валентинович (UA), Ципоренко Валентин Григорович (UA)
(22) Дата подання заявки: 19.03.2012	(73) Власник(и): ЖИТОМИРСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ, вул. Черняхівського, 103, м. Житомир, 10005 (UA)
(24) Дата, з якої є чинними права на винахід: 10.01.2014	(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою: UA 95053 C2, 25.06.2011. UA 97781 C2, 26.12.2011. UA 90619 C2, 11.05.2010. UA 84964 C2, 10.12.2008. UA 97225 C2, 10.01.2012. UA 70379 C2, 15.10.2004., RU 2267134 C2, 27.12.2005. RU 2341811 C1, 20.12.2008. US 7379020 B2, May 27, 2008. Ципоренко В.В. Дослідження методів підвищення точності кореляційних компенсаційних радіопеленгаторів. // ВІСНИК ЖДТУ. - 2009. - № 1 (48).
(41) Публікація відомостей про заявку: 27.08.2012, Бюл.№ 16	
(46) Публікація відомостей про видачу патенту: 10.01.2014, Бюл.№ 1	

(54) СПОСІБ ЦИФРОВОГО КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ**(57)** Реферат:

Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування належить до радіоелектроніки та може бути використаний в радіоелектронних засобах різного призначення, зокрема в радіонавігації, радіолокації, радіоастрономії, радіомоніторингу. Радіовипромінювання приймають двома нерухомими, рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у двох радіоканалах, які настроюють на задану робочу частоту. Підсилені радіосигнали перетворюють у цифрову форму та визначають їх комплексні частотні спектри. Після цього здійснюють їх зсув по частоті зі смуги проміжної частоти у смугу робочої частоти шляхом додавання до значень частот їх спектральних складових значення частотного зсуву, що дорівнює різниці між заданою робочою частотою настроювання радіоканалів та проміжною частотою. Далі здійснюють інвертування зсунутого спектра сигналу одного з радіоканалів. Потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи перший добуток спектрів. Потім здійснюють перше перетворення першого добутку спектрів шляхом множення аргументів його спектральних складових на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти, отримуючи першу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів. Далі формують другу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації. Потім здійснюють інвертування однієї з реалізацій перетвореного першого добутку спектрів та перемножують їх відліки однакової частоти, формуючи другий добуток спектрів. Далі другий добуток спектрів перетворюють шляхом множення аргументів його комплексних спектральних складових на

UA 104208 C2

коефіцієнти, що прямо пропорційні значенням відповідних відліків частоти. Потім визначають цілу частину екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного другого добутку спектрів. Далі здійснюють друге перетворення першого добутку спектрів шляхом додавання до аргументів його комплексних спектральних складових цілої частини екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів з утворенням сумарних аргументів та їх подальшого множення на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти. Після цього визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, як аргумент суми комплексних частотних відліків вдруге перетвореного першого добутку спектрів. Потім за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання. Спосіб дозволяє підвищити точність радіопеленгування.

Винахід належить до галузі радіоелектроніки і може бути використаний в радіоелектронних засобах різного призначення, зокрема в радіонавігації, радіолокації, радіоастрономії, радіомоніторингу.

Відомий спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування [1], що вибраний як прототип винаходу. В способі-прототипі, як і в заявленому способі, радіовипромінювання приймають двома нерухомими рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у двох радіоканалах, які настроюють на задану робочу частоту, підсилені радіосигнали перетворюють у цифрову форму та визначають їх комплексні частотні спектри, після чого здійснюють їх зсув по частоті зі смуги проміжної частоти у смугу робочої частоти шляхом додавання до значень частот їх спектральних складових значення частотного зсуву, що дорівнює різниці між заданою робочою частотою настроювання радіоканалів та проміжною частотою, після чого здійснюють інвертування одного з них, потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи перший добуток спектрів, та здійснюють його перше перетворення шляхом множення аргументів його спектральних складових на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти, отримуючи першу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів, екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного першого добутку спектрів, після чого за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання.

Але на відміну від заявленого способу, в способі-прототипі перший добуток спектрів, отриманий після перемноження відліків однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, перетворюють без урахування цілої частини екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що не дозволяє використовувати антенну систему зі значенням антенної бази, що перевищує половину довжини хвилі. При цьому аргументи $\Delta\varphi(\omega_{s.k.})$ спектральних складових цього добутку спектрів дорівнюють [2, с 424]:

$$\Delta\varphi(\omega_{s.k.}) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos \theta}{\lambda(\omega_{s.k.})},$$

де $\lambda(\omega_{s.k.})$ - значення довжини хвилі;

$\omega_{s.k.}$ - значення частот зсунутих комплексних частотних спектрів;

d - значення антенної бази;

θ - напрямок на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази.

Аналіз рівняння (1) показує, що при $d > \lambda/2$ значення $\Delta\varphi(\omega_{s.k.})$ може перевищувати π радіан і його неможливо однозначно оцінити з використанням комплексного спектрального аналізу. Це зумовлює виникнення аномально великої похибки пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази. Тому значення антенної бази $d > \lambda/2$ використовувати не можуть, а використовують значення $d \leq \lambda/2$.

З іншого боку, відомо [3, с. 139], що дисперсія σ_{θ}^2 оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання обернено пропорційна значенню антенної бази d :

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{2q \cdot (k \cdot d)^2} \quad (2)$$

де q - сумарне відношення сигнал/шум;

$k = 2\pi/\lambda$ - хвильове число.

З рівняння (2) випливає, що при застосуванні антенної системи зі значенням бази $d \leq \lambda/2$ точність пеленгування буде низькою.

Таким чином, суттєвим недоліком способу-прототипу є недостатня точність пеленгування.

В основу винаходу поставлено задачу вдосконалення способу цифрового кореляційного радіопеленгування, згідно з яким радіовипромінювання приймають двома нерухомими рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у двох радіоканалах, які настроюють на задану робочу частоту, підсилені радіосигнали перетворюють у цифрову форму та визначають їх комплексні частотні спектри, після чого здійснюють їх зсув по частоті зі смуги

проміжної частоти у смугу робочої частоти шляхом додавання до значень частот їх спектральних складових значення частотного зсуву, що дорівнює різниці між заданою робочою частотою настроювання радіоканалів та проміжною частотою, після чого здійснюють інвертування одного з них, потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи перший добуток спектрів, та здійснюють його перше перетворення шляхом множення аргументів його спектральних складових на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти, отримуючи першу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів, екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного першого добутку спектрів, після чого за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямом на джерело радіовипромінювання, шляхом того, що після отримання першої реалізації перетвореного першого добутку спектрів формують другу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації, потім здійснюють інвертування однієї з реалізацій перетвореного першого добутку спектрів та перемножують їх відліки однакової частоти, формуючи другий добуток спектрів, який перетворюють шляхом множення аргументів його комплексних спектральних складових на коефіцієнти, що прямо пропорційні значенням відповідних відліків частоти, та визначають цілу частину екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного другого добутку спектрів, далі здійснюють друге перетворення першого добутку спектрів шляхом додавання до аргументів його комплексних спектральних складових цілої частини екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів з утворенням сумарних аргументів та їх подальшого множення на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти, після чого визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків вдруге перетвореного першого добутку спектрів, щоб забезпечити підвищення точності пеленгування.

Поставлена задача вирішується таким чином.

Завдяки тому, що формують другу реалізацію перетвореного першого добутку спектрів та другий добуток спектрів, за допомогою яких визначають цілу частину екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів з подальшим додаванням її до аргументів комплексних спектральних складових вдруге перетвореного першого добутку спектрів, забезпечується однозначна оцінка аргументів $\Delta\varphi(\omega_{s,k})$ першого добутку спектрів при застосуванні великого значення бази $d \gg \lambda/2$. Це усуває аномально велику похибку пеленгування радіовипромінювань, довжина λ хвилі яких менша подвійного значення антенної бази. В результаті з'являється можливість застосування антенної системи зі значенням бази $d \gg \lambda/2$, що суттєво підвищує точність пеленгування.

Таким чином, запропонований спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування забезпечує суттєве підвищення точності пеленгування.

Заявлений спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування виконують в такій послідовності.

1. Радіовипромінювання $S(t)$ джерела приймають двома нерухомими, рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у двох радіоканалах, які настроюють на задану робочу частоту.

2. Підсилені на проміжній частоті $\omega_{пч}$ радіосигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ перетворюють у цифрову форму, отримуючи два масиви $S_1(n)$ і $S_2(n)$ по N_s відліків у кожному масиві. Перетворення проводять з періодом T_D дискретизації, який вибирають мінімально можливим для заданого значення рівня завадозахищеності з урахуванням ширини спектра сигналу на проміжній частоті у смугі $[\omega_{н.пч}; \omega_{в.пч}]$.

3. Для двох масивів $S_1(n)$ і $S_2(n)$ відліків визначають їх комплексні частотні спектри $S_1(j\omega_{пч,k})$ і $S_2(j\omega_{пч,k})$, наприклад, за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є, і формують у вигляді двох масивів значень амплітудного та фазового спектрів:

$$S_1(j\omega_{пч,k}) = A_1(\omega_{пч,k}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{пч,k}))$$

$$S_2(j\omega_{ПЧ k}) = A_2(\omega_{ПЧ k}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ k})), \quad (3)$$

де $A_1(\omega_{ПЧ k})$, $A_2(\omega_{ПЧ k})$ - масиви значень амплітудних спектрів вихідних радіосигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

5 $\varphi_1(\omega_{ПЧ k})$, $\varphi_2(\omega_{ПЧ k})$ - масиви значень фазових спектрів вихідних сигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

$$\omega_{ПЧ k} = \frac{2\pi \cdot F_D}{N_S} \cdot k \quad - \text{частота } k\text{-ої спектральної складової на проміжній частоті } \omega_{ПЧ}, \quad k \in [0; N_S - 1];$$

F_D - частота дискретизації вихідних сигналів радіоканалів.

4. Здійснюють зсув отриманих спектрів по частоті зі смуги проміжної частоти $\omega_{ПЧ}$ у смугу 10 робочої частоти ω_S шляхом додавання до значень частот $\omega_{ПЧ k}$ їх спектральних складових значення частотного зсуву $\omega_{зс}$, що дорівнює різниці між заданою робочою частотою ω_S настроювання радіоканалів та проміжною частотою $\omega_{ПЧ}$:

$$\begin{aligned} S_{1.B}(j\omega_{S k}) &= A_1(\omega_{ПЧ k} + \omega_{зс}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{ПЧ k} + \omega_{зс})) = \\ &= A_1(\omega_{S k}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{S k})) \\ S_{2.B}(j\omega_{S k}) &= A_2(\omega_{ПЧ k} + \omega_{зс}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ k} + \omega_{зс})) = \\ &= A_2(\omega_{S k}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{S k})) \end{aligned} \quad (4)$$

де $S_{1.B}(j\omega_{S k})$, $S_{2.B}(j\omega_{S k})$ - зсунуті у смугу робочої частоти ω_S спектри сигналів першого та другого радіоканалів відповідно.

5. Здійснюють інвертування отриманого в п. 4 зсунутого спектра сигналу одного з 15 радіоканалів, наприклад, першого радіоканалу:

$$S_{1.B}^*(j\omega_{S k}) = A_1(\omega_{S k}) \cdot \exp(-j\varphi_1(\omega_{S k})) \quad (5)$$

де $S_{1.B}^*(j\omega_{S k})$ - комплексно спряжений зсунутий спектр сигналу першого радіоканалу.

6. Перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи перший добуток M_1 спектрів:

$$M_1 = S_{1.B}^*(j\omega_{S k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S k}) = A_1(\omega_{S k}) \cdot A_2(\omega_{S k}) \cdot \exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S k}))], \quad (6)$$

де $\Delta\varphi(\omega_{S k}) = \varphi_2(\omega_{S k}) - \varphi_1(\omega_{S k})$ - аргумент спектральних складових добутку прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів.

7. Здійснюють перше перетворення першого добутку спектрів шляхом множення аргументів $\Delta\varphi(\omega_{S k})$ його спектральних складових на коефіцієнти $(\omega_{S.H} / \omega_{S k})$, що обернено пропорційні 25 значенням $\omega_{S k}$ відповідних відліків частоти, отримуючи першу реалізацію $[M_1]_p$ перетвореного першого добутку спектрів:

$$[M_1]_p = [S_{1.B}^*(j\omega_{S k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S k})]_p = A_1(\omega_{S k}) \cdot A_2(\omega_{S k}) \cdot \exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S k}))], \quad (7)$$

де $\Delta\varphi_p(\omega_{S k}) = \Delta\varphi(\omega_{S k}) \cdot \omega_{S.H} / \omega_{S k}$ - аргументи першої реалізації перетвореного першого добутку спектрів.

8. Формують другу реалізацію $[M_2]_p$ перетвореного першого добутку спектрів шляхом зсуву 30 по частоті його першої реалізації:

$$\begin{aligned} [M_2]_p &= ([S_{1.B}^*(j\omega_{S k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S k})]_p)_{\Delta\omega} = S_{1.B}^*(j(\omega_{S k} + \Delta\omega)) \cdot S_{2.B}(j(\omega_{S k} + \Delta\omega)) = \\ &= A_1(\omega_{S k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S k} + \Delta\omega) \cdot \exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S k} + \Delta\omega))] \end{aligned} \quad (8)$$

де $\Delta\omega = \omega_{S.k+N_S/2} - \omega_{S.k}$ - значення частотного зсуву першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів.

9. Здійснюють інвертування однієї з реалізацій перетвореного першого добутку спектрів, 35 наприклад, першої: $[M_1]_p = [S_{1.B}^*(j\omega_{S k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S k})]_p^*$.

10. Перемножують відліки однакової частоти прямої та інверсної реалізації перетвореного першого добутку спектрів, формуючи другий добуток M_2 спектрів:

$$M_2 = [M_1]_p^* \cdot [M_2]_p = \left[S_{1,B}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2,B}(j\omega_{S,k}) \right]_p^* \cdot \left[S_{1,B}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2,B}(j\omega_{S,k}) \right]_p \Big|_{\Delta\omega} = \quad (9)$$

$$= A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot A_1(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot \exp[j\delta\varphi(\omega_{S,k})]$$

де $\delta\varphi(\omega_{S,k}) = \Delta\varphi_p(\omega_{S,k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega_{S,k})$ - значення аргументів другого добутку спектрів.

11. Перетворюють другий добуток спектрів шляхом множення аргументів його комплексних спектральних складових на коефіцієнти γ_{1k} , що прямо пропорційні значенням відповідних відліків частоти:

$$\delta\varphi(\omega_{S,k}) \cdot \gamma_{1k} = \delta\omega(\omega_{S,k}) \cdot \frac{\omega_{S,k}(\omega_{S,k} + \Delta\omega)}{\omega_{S,H}(\omega_{S,H} + \Delta\omega)} \quad (10)$$

12. Визначають цілу частину ξ екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного другого добутку спектрів:

$$\xi = \frac{\omega_{S,H} + \Delta\omega}{\Delta\omega} \cdot \arctg \left[\frac{\sum_{\omega_{S,k}=\omega_{S,H}}^{\omega_{S,B}} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot A_1(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot \sin(\delta\varphi(\omega_{S,k}) \cdot \gamma_{1k})}{\sum_{\omega_{S,k}=\omega_{S,H}}^{\omega_{S,B}} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot A_1(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot \cos(\delta\varphi(\omega_{S,k}) \cdot \gamma_{1k})} \right] \quad (11)$$

13. Здійснюють друге перетворення першого добутку спектрів M_1 шляхом додавання до аргументів його комплексних спектральних складових цілої частини екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів з утворенням сумарних аргументів та їх подальшого множення на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти:

$$A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot \exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S,k}) + \xi) \cdot \omega_{S,H} / \omega_{S,k}] \quad (12)$$

14. Визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, яким, наприклад, є час $\bar{\tau}_{ЛЗ}$ затримки, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, як аргумент суми комплексних частотних відліків вдруге перетвореного першого добутку спектрів, за формулою:

$$\bar{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\omega_{S,H}} \left\{ \arctg \left[\frac{\sum_{\omega_{S,k}=\omega_{S,H}}^{\omega_{S,B}} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot \sin \left((\Delta\varphi(\omega_{S,k}) + \xi) \cdot \frac{\omega_{S,H}}{\omega_{S,k}} \right)}{\sum_{\omega_{S,k}=\omega_{S,H}}^{\omega_{S,B}} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot \cos \left((\Delta\varphi(\omega_{S,k}) + \xi) \cdot \frac{\omega_{S,H}}{\omega_{S,k}} \right)} \right] + \xi \right\} \quad (13)$$

15. За визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів (часу $\bar{\tau}_{ЛЗ}$ затримки) та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

$$\theta = \arccos \left(\frac{c \cdot \bar{\tau}_{ЛЗ}}{d} \right) \quad (14)$$

де c - швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Джерела інформації:

1. Патент України на винахід № 95053, 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.

2. Фінкельштейн М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов / М.И. Фінкельштейн. - [2-е изд., перераб. и доп.]. - М.: Радио и связь, 1983. - 536 с.

3. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. - М: Радио и связь, 1987. - 240 с.

ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

5 Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування, згідно з яким радіовипромінювання
приймають двома нерухомими рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою
селекцією, когерентним перетворенням частоти в межах смуги пропускання та підсиленням у
двох радіоканалах, які настроюють на задану робочу частоту, підсилені радіосигнали
перетворюють у цифрову форму та визначають їх комплексні частотні спектри, після чого
10 здійснюють їх зсув по частоті зі смуги проміжної частоти у смугу робочої частоти шляхом
додавання до значень частот їх спектральних складових значення частотного зсуву, що
дорівнює різниці між заданою робочою частотою настроювання радіоканалів та проміжною
частотою, після чого здійснюють інвертування одного з них, потім перемножують відліки
однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи
перший добуток спектрів, та здійснюють його перше перетворення шляхом множення
15 аргументів його спектральних складових на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням
відповідних відліків частоти, отримуючи першу реалізацію перетвореного першого добутку
спектрів, екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що
відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, визначають як аргумент
суми комплексних частотних відліків перетвореного першого добутку спектрів, після чого за
20 визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з
урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело
радіовипромінювання, який **відрізняється** тим, що після отримання першої реалізації
перетвореного першого добутку спектрів формують другу реалізацію перетвореного першого
добутку спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації, потім здійснюють інвертування
25 однієї з реалізацій перетвореного першого добутку спектрів та перемножують їх відліки
однакової частоти, формуючи другий добуток спектрів, який перетворюють шляхом множення
аргументів його комплексних спектральних складових на коефіцієнти, що прямо пропорційні
значенням відповідних відліків частоти, та визначають цілу частину екстремального значення
компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних
30 відліків перетвореного другого добутку спектрів, далі здійснюють друге перетворення першого
добутку спектрів шляхом додавання до аргументів його комплексних спектральних складових
цілої частини екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів з
утворенням сумарних аргументів та їх подальшого множення на коефіцієнти, що обернені
пропорційно значенням відповідних відліків частоти, після чого визначають екстремальне
35 значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних
частотних відліків вдруге перетвореного першого добутку спектрів.

Комп'ютерна верстка Л. Бурлак

Державна служба інтелектуальної власності України, вул. Урицького, 45, м. Київ, МСП, 03680, Україна

ДП "Український інститут промислової власності", вул. Глазунова, 1, м. Київ – 42, 01601