



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **97781** (13) **C2**  
(51) МПК  
**G01S 5/02** (2010.01)

ДЕРЖАВНА СЛУЖБА  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ  
УКРАЇНИ

**(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД**

<p>(21) Номер заявки: <b>а 2011 10142</b></p> <p>(22) Дата подання заявки: <b>17.08.2011</b></p> <p>(24) Дата, з якої є чинними права на винахід: <b>12.03.2012</b></p> <p>(41) Публікація відомостей про заяву: <b>26.12.2011, Бюл.№ 24</b></p> <p>(46) Публікація відомостей про видачу патенту: <b>12.03.2012, Бюл.№ 5</b></p>	<p>(72) Винахідник(и): <b>Ципоренко Віталій Валентинович (UA), Ципоренко Валентин Григорович (UA)</b></p> <p>(73) Власник(и): <b>ЖИТОМИРСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ,</b> вул. Черняхівського, 103, м. Житомир, 10005 (UA)</p> <p>(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою: UA 90619 C2, 11.05.2010. UA 84964 C2, 10.12.2008. US 2006/0208947 A1, 21.09.2006. US 2007/0147482 A1, 28.06.2007. US 2008/0122681 A1, 29.05.2008.</p>
---	--

**(54) СПОСІБ ЦИФРОВОГО КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ**

**(57) Реферат:**

Винахід належить до радіоелектроніки і може бути використаний в радіоелектронних засобах різного призначення, зокрема в радіонавігації, радіолокації, радіоастрономії, радіомоніторингу. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування забезпечує підвищення точності пеленгування шляхом формування двох реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів та формування другого добутку спектрів для стиснення діапазону можливих значень аргументу суми його відліків.

UA 97781 C2



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, при цьому 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 першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, 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 першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів перетворюють шляхом множення аргументів його спектральних складових на коефіцієнти, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти, після чого екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків перетвореного добутку спектрів.

При цьому аргументи  $\Delta\varphi(\omega_{S,k})$  спектральних складових добутку прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів дорівнюють:

$$\Delta\varphi(\omega_{S,k}) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos \theta}{\lambda(\omega_{S,k})}, \quad (1)$$

де  $d$  - значення антенної бази;

$\lambda(\omega_{S,k})$  - значення довжини хвилі;

$\theta$  - напрямок на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази.

Аналіз рівняння (1) показує, що при  $\lambda < 2d$  значення  $\Delta\varphi$  може перевищувати  $\pi$  радіан, яке неможливо однозначно оцінити з використанням комплексного спектрального аналізу. Це зумовлює виникнення аномально великої похибки пеленгування таких радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази. В результаті точність пеленгування буде низькою.

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

В основу винаходу поставлено задачу вдосконалення способу цифрового кореляційного радіопеленгування шляхом формування двох реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів та формування другого добутку спектрів для стиснення діапазону можливих значень аргументу суми його відліків, щоб забезпечити підвищення точності пеленгування.

Поставлена задача вирішується таким чином. В запропонованому способі 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, при цьому підсилені радіосигнали перетворюють в 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 першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, після чого за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання, згідно з винаходом, після отримання першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних

частотних спектрів формують другу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації, потім здійснюють інвертування однієї з реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів та перемножують їх відліки однакової частоти, формуючи другий добуток спектрів, після чого екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків другого добутку спектрів.

Як відомо [2], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра, яким є час затримки, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для аналізу сигналів в частотній області визначення має вигляд:

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

при  $\tau_{ЛЗ} = \hat{\tau}_{ЛЗ}$ ,

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

$\tau_{ЛЗ}$  - значення компенсуючої затримки;

$\hat{\tau}_{ЛЗ}$  - екстремальне значення компенсуючої затримки;

$\operatorname{Re}(\cdot)$  - операція визначення дійсної частини комплексного числа;

$U_1(\omega)$ ,  $U_2(\omega)$  - амплітудні спектри прийнятих радіосигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

$\omega_H$ ,  $\omega_B$  - значення нижньої та верхньої колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів відповідно;

$\Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$  - різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів;

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

Рівняння (2) явної розв'язки не має. Для отримання можливості прямої розв'язки рівняння (2) використано подвійне кореляційне перемноження спектрів:

$$\left[ U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \psi(\omega))) \right]^* \cdot \left[ U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \psi(\omega + \Delta\omega))) \right], \quad (3)$$

де  $\Delta\omega$  - значення частотного зсуву добутку спектрів.

В результаті використання подвійного перемноження спектрів рівняння правдоподібності матиме вигляд:

$$\frac{d}{d \tau_{ЛЗ}} \left[ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega) + \tau_{ЛЗ} \cdot \Delta\omega)) d\omega \right] = 0 \quad (4)$$

Рівняння (4) має пряму розв'язку відносно компенсуючої затримки  $\tau_{ЛЗ}$ :

$$\tau_{ЛЗ} = \frac{1}{\Delta\omega}$$

$$\cdot \operatorname{arctg} \left[ \frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \sin(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega} \right] \quad (5)$$

З рівняння (5) маємо, що для способу-винаходу аргументи  $(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega))$  спектральних складових другого добутку спектрів дорівнюють:

$$\Delta\varphi(\omega) = 2\pi \cdot \left( \frac{d \cdot \cos \theta}{\lambda(\omega)} - \frac{d \cdot \cos \theta}{\lambda(\omega + \Delta\omega)} \right) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos \theta}{\lambda(\omega)} \cdot K, \quad (6)$$

$$\text{де } K = \left[ \frac{\lambda(\omega + \Delta\omega) - \lambda(\omega)}{\lambda(\omega + \Delta\omega)} \right] \ll 1$$

Внаслідок того, що коефіцієнт  $K \ll 1$ , значення  $\Delta\varphi(\omega)$  вже не перевищує  $\pi$  радіан для умови  $\lambda < 2d$ , що забезпечує усунення аномально великої похибки пеленгування.

Таким чином, запропонований спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування забезпечує можливість точного пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

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 радіоканалами 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 в смузі  $[\omega_{н.пч}; \omega_{в.пч}]$ .

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

$$S_1(j\omega_{пч.к}) = A_1(\omega_{пч.к}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{пч.к}))$$

$$S_2(j\omega_{пч.к}) = A_2(\omega_{пч.к}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{пч.к})), \quad (7)$$

де:  $A_1(\omega)_{пч.к}$ ,  $A_2(\omega)_{пч.к}$  - масиви значень амплітудних спектрів вихідних радіосигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

$\varphi_1(\omega)_{пч.к}$ ,  $\varphi_2(\omega)_{пч.к}$  - масиви значень фазових спектрів вихідних сигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

$$\omega_{пч.к} = \frac{2\pi \cdot F_d}{N_s} \cdot k \quad - \text{частота } k\text{-ої спектральної складової, } k \in [0; N_s - 1];$$

$F_d$  - частота дискретизації вихідних сигналів радіоканалів.

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

$$S_{1.В}(j\omega_{S,k}) = A_1(\omega_{пч.к} + \omega_{зс}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{пч.к} + \omega_{зс})) = A_1(\omega_{S,k}) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_{S,k}))$$

$$S_{2.В}(j\omega_{S,k}) = A_2(\omega_{пч.к} + \omega_{зс}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{пч.к} + \omega_{зс})) = A_2(\omega_{S,k}) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_{S,k})). \quad (8)$$

5. Здійснюють інвертування отриманого в п. 4 відновленого спектра сигналу  $S_{1.В}(j\omega_{S,k})$ , наприклад, першого радіоканалу:

$$S_{1.В}^*(j\omega_{S,k}) = A_1(\omega_{S,k}) \cdot \exp(-j\varphi_1(\omega_{S,k})). \quad (9)$$

6. Перемножують відповідні відліки отриманих прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів:

$$S_{1.В}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k}) = A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot \exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S,k}))], \quad (10)$$

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

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

7. Формують другу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації:

$$(S_{1.В}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k}))_{\Delta\omega} = S_{1.В}^*(j\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k} + \Delta\omega), \quad (11)$$

де  $\Delta\omega = \omega_{S,k+(N_s-1)/2} - \omega_{S,k}$  - значення частотного зсуву першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів.

8. Здійснюють інвертування однієї з реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів:  $[S_{1.В}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k})]^*$ .

9. Перемножують відліки однакової частоти прямої та інверсної реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, формуючи другий добуток спектрів:

$$[S_{1.В}^*(j\omega_{S,k}) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k})]^* \cdot [S_{1.В}^*(j\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot S_{2.В}(j\omega_{S,k} + \Delta\omega)].$$

10. Визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків другого добутку спектрів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, за формулою:

$$\Delta\tilde{\varphi}(\Delta\omega) = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot A_1(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} A_1(\omega_{S,k}) \cdot A_2(\omega_{S,k}) \cdot A_1(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot A_2(\omega_{S,k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta}]} \right] + v \cdot \pi, \quad (13)$$

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

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi(\omega_{S,k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega_{S,k});$$

5  $v$  - коефіцієнт корекції неоднозначності для функції  $\operatorname{arctg}(\Delta\varphi_{\gamma})$ ;

$$v = 0 \text{ при } \cos(\Delta\varphi_{\gamma}) > 0; v = -1 \text{ при } \cos(\Delta\varphi_{\gamma}) < 0; |\Delta\varphi_{\gamma}| \leq \pi.$$

11. За визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок  $\theta$  на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

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

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

Джерела інформації:

1. Патент України на винахід № 90619, МПК G01S 5/02. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В. В. Ципоренко. - № а2009 02874; Заявл. 27.03.09; Надр. 11.05.10, Бюл. № 9.

2. Ципоренко В. В. Цифровий метод широкосмугового спектрального дисперсійно-кореляційного радіопеленгування // Вісник ЖДТУ/ Технічні науки. -2009. - № III (50). - С. 185-193.

#### ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

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, при цьому підсилені радіосигнали перетворюють в 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 першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції, після чого за 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 першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів формують другу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів шляхом зсуву по частоті його першої реалізації, потім здійснюють інвертування однієї з реалізацій першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів та перемножують їх відліки однакової частоти, формуючи другий добуток спектрів, після чого екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків другого добутку спектрів.

Комп'ютерна верстка Д. Шeverун

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