УКРАЇНА (19) UA (11) 125647 (13) C2

(51) МПК
G01S 5/02 (2010.01)

НАЦІОНАЛЬНИЙ ОРГАН ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ВЛАСНОСТІ
ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО "УКРАЇНСЬКИЙ ІНСТИТУТ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ВЛАСНОСТІ"

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(21) Номер заявки: **a 2019 01750**

(22) Дата подання заявки: **20.02.2019**

(24) Дата, з якої є чинними права інтелектуальної власності: **12.05.2022**

(41) Публікація відомостей про заявку: **10.04.2020, Бюл.№ 7**

(46) Публікація відомостей про державну реєстрацію: **11.05.2022, Бюл.№ 19**

(72) Винахідник(и):
Ципоренко Віталій Валентинович (UA),
Ципоренко Валентин Григорович (UA)

(73) Володілець (володільці):
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА,
вул. Чуднівська, 103, м. Житомир, 10005 (UA)

(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою:
UA 97781 C2, 12.03.2012
Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням /В.В. Ципоренко// Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник "Радіотехніка". - № 170. - 2012. - С. 172-179
UA 97225 C2, 10.01.2012

(54) СПОСІБ ЦИФРОВОГО КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ

(57) Реферат:

Винахід належить до галузі радіоелектроніки та може бути використаний в радіоелектронних засобах різного призначення, зокрема в радіонавігації, радіолокації, радіоастрономії, радіомоніторингу. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування, в якому 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 в 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, здійснюють інвертування одного з них, а потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, отримуючи першу реалізацію першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, потім масив комплексних відліків цієї реалізації розділяють на підмасиви і визначають для кожного підмасиву суму його комплексних відліків, формуючи першу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів, яку потім зсувають по частоті, формуючи другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів, інвертують першу або другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів та перемножують їх комплексні відліки однакової частоти, формуючи другий накопичений добуток комплексних спектрів, а після цього визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємної кореляційної функції прийнятих реалізацій радіовипромінювання, як аргумент суми комплексних частотних відліків другого накопиченого

UA 125647 C2

добутку комплексних спектрів. Технічним результатом є підвищення точності 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 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 прийнятих реалізацій радіовипромінювання, після чого за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщенням антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання.

Але на відміну від заявленого способу, в способі-прототипі 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 цього екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів визначають як аргумент суми комплексних частотних відліків другого добутку спектрів.

В результаті для способу-прототипу дисперсія σ_τ^2 похибки визначення екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що є відносною затримкою τ прийому радіовипромінювання рознесеними у просторі антенами, дорівнює [2]:

$$\sigma_\tau^2 = \frac{K}{q^4 \cdot N_1 \cdot \Delta\omega^2}, \quad (1)$$

де σ - значення відношення сигнал/шум у радіоканалах пеленгатора;

N_1 - кількість відліків у першому добутку зсунутих комплексних частотних спектрів;

$\Delta\omega$ - значення частотного зсуву першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів при формуванні другої його реалізації;

K - коефіцієнт пропорційності.

Аналіз рівняння (1) показує, що при невеликих $q \prec 1$ значеннях відношення сигнал/шум у радіоканалах пеленгатора, що є типовими умовами пеленгування джерел шумоподібних випромінювань, дисперсія σ_τ^2 похибки визначення екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів суттєво зростає. Це зумовлює суттєве погіршення точності пеленгування в способі-прототипі.

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

В основу винаходу поставлено задачу вдосконалення способу цифрового кореляційного радіопеленгування, щоб забезпечити підвищення точності пеленгування.

Поставлена задача вирішується таким чином. В запропонованому способі цифрового кореляційного радіопеленгування, згідно з винаходом, після отримання першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів масив комплексних відліків цієї реалізації розділяють на підмасиви і визначають для кожного підмасиву суму його комплексних відліків, формуючи першу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів, яку потім зсувають по частоті, формуючи другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів, далі інвертують першу або другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів та перемножують їх комплексні відліки однакової частоти, формуючи другий накопичений добуток комплексних спектрів, після чого визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків другого накопиченого добутку комплексних спектрів.

В результаті для способу-винаходу дисперсія $\sigma_{\tau 1}^2$ похибки визначення екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що є відносною затримкою τ прийому радіовипромінювання рознесеними у просторі антенами, дорівнює:

$$\sigma_{\tau 1}^2 = \frac{K}{\frac{q^2}{2} \cdot N_1 \cdot \Delta\omega_1^2}, \quad (2)$$

де $\Delta\omega_1$ - значення частотного зсуву першої реалізації накопиченого добутку комплексних спектрів при формуванні другої його реалізації.

Порівняльний аналіз виразів (1) та (2) показує, що за умови $q \prec 1$ та $\Delta\omega = \Delta\omega_1$, дисперсія похибки екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів у способі-винаході буде значно менша, ніж у способі-прототипі. Наприклад, при $q = 0{,}1$ виграш по точності способу-винаходу в порівнянні зі способом-прототипом становить $\sigma_\tau^2 / \sigma_{\tau 1}^2 = 50$ разів.

Слід відзначити, що виграш по точності в способі-винаході досягається при відсутності аномально великих похибок пеленгування та без скорочення діапазону однозначного визначення екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів.

Таким чином, запропонований спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування забезпечує 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 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 $T_Д$ 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 $S_1(j\omega_{ПЧ.k})$ 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:

$$S_1(j\omega_{ПЧ.k}) = A_1(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \exp(j\omega_1(\omega_{ПЧ.k}))$$
$$S_2(j\omega_{ПЧ.k}) = A_2(\omega_{ПЧ.k}) \cdot \exp(j\omega_2(\omega_{ПЧ.k})), \quad (3)$$

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

$\omega_1(\omega_{ПЧ.k})$, $\omega_2(\omega_{ПЧ.k})$ - масиви значень фазових спектрів вихідних сигналів першого та другого радіоканалів відповідно;

$\omega_{ПЧ.k} = \frac{2\pi \cdot F_д}{N_s} \cdot k$, k - частота k-ої спектральної складової, $k \in [0; N_{s-1}]$;

$F_д$ - частота дискретизації вихідних сигналів радіоканалів.

4. Здійснюють зсув отриманих спектрів по частоті зі смуги проміжної $\omega_{ПЧ}$ частоти у смугу робочої ω_S частоти шляхом додавання до значень частот $\omega_{ПЧ.k}$ їх спектральних складових

значення частотного зсуву $\omega_{зс}$, що дорівнює різниці між заданою робочою частотою настроювання радіоканалів та проміжною частотою:

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

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

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

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

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

де $S^*_{1.B}(j\omega_{S.k})$ - 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. Розділяють масив комплексних відліків першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів на L підмасивів:

$$\{S^*_{1.B}(j\omega_{S.k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S.k})\}_{k\in[0;N_{s-1}]} \in \{S^*_{1.B}(j\omega_{S.k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S.k})\}_{k\in[N_{SM};N_{SM}+\Delta N_{SM}]}, \quad (7)$$

де N_{SM} - номер початкового відліку M-го підмасиву комплексних відліків першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів;

ΔN_{SM} - розмірність M-го підмасиву комплексних відліків першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів;

$M \in [1; L]$ - номер підмасиву комплексних відліків першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів;

L - кількість виділених підмасивів комплексних відліків першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів.

8. Визначають суму комплексних відліків для кожного виділеного M-го підмасиву першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів, формуючи першу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів:

$$S_M(j\omega_{SM}) = \sum_{k=N_{SM}}^{N_{SM}+\Delta N_{SM}} S^*_{1.B}(j\omega_{S.k}) \cdot S_{2.B}(j\omega_{S.k}), \quad (8)$$

де $S_M(j\omega_{SM})$ - M-тий відлік першого накопиченого добутку комплексних спектрів.

9. Виконують зсув по частоті першої реалізації першого накопиченого добутку комплексних спектрів, формуючи другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів:

$$S_M(j\omega_{SM})_{\Delta\omega} = S_M(j(\omega_{SM} + \Delta\omega)), \quad (9)$$

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

10. Здійснюють інвертування першої або другої реалізації першого накопиченого добутку комплексних спектрів: $[S_M(j\omega_{SM})_{\Delta\omega}]^*$.

11. Перемножують відліки однакової частоти прямої та інверсної реалізацій першого накопиченого добутку комплексних спектрів, формуючи другий накопичений добуток комплексних спектрів:

$$S_M(j\omega_{SM}) \cdot [S_M(j\omega_{SM})_{\Delta\omega}]^* = S_M(\omega_{SM}) \cdot S_M(\omega_{SM} + \Delta\omega) \cdot \exp[j(\Delta\varphi_{SM}(\omega_{SM}))], \quad (10)$$

де $S_M(\omega_{SM})$, $S_M(\omega_{SM}+\Delta\omega)$ - модулі M-тих комплексних відліків першої та другої реалізацій першого накопиченого добутку комплексних спектрів відповідно;

$\Delta\varphi_{SM}(\omega_{SM})=\varphi_M(\omega_{SM})-\varphi_M(\omega_{SM}+\Delta\omega)$ - різниця аргументів M-тих відліків першої та другої реалізацій першого накопиченого добутку комплексних спектрів відповідно.

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

$$\Delta\hat{\varphi}(\Delta\omega)=arctg\left[\frac{\sum_{M=1}^{L}S_M(\omega_{SM})\cdot S_M(\omega_{SM}+\Delta\omega)\cdot\sin[\Delta\varphi_{SM}(\omega_{SM})]}{\sum_{M=1}^{L}S_M(\omega_{SM})\cdot S_M(\omega_{SM}+\Delta\omega)\cdot\cos[\Delta\varphi_{SM}(\omega_{SM})]}\right]+\nu\cdot\pi, \quad (11)$$

де ν - коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $arctg(\Delta\varphi_{l\gamma})$;

$\nu=0$ при $\cos(\Delta\varphi_{l\gamma})>0$; $\nu=-1$ при $\cos(\Delta\varphi_{l\gamma})<0$; $|\Delta\varphi_{l\gamma}|\le\pi$.

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

$$\theta=\arccos\left(\frac{c\cdot\frac{\Delta\hat{\varphi}(\Delta\omega)}{\Delta\omega}}{d}\right)=\arccos\left(\frac{c\cdot\hat{\tau}_{ПЗ}}{d}\right). \quad (12)$$

де c - швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Джерела інформації:

1. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування [Текст]: пат. 97781 Україна: МПК7 G 01 S 5/02 / Ципоренко В.В., Ципоренко В.Г.,; заявник та патентовласник Житомир, держ. технол. ун-т. - № а201110142; заявл. 17.08.11; опубл. 12.03.12, Бюл. № 5. - 4 с.

2. Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням /В.В. Ципоренко // Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник "Радіотехніка". - № 170. - 2012. - С. 172-179.

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, 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 прийнятих реалізацій радіовипромінювання, після чого за визначеним екстремальним значенням компенсуючого параметра одного з радіоканалів та з урахуванням просторового розміщенням антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання, який **відрізняється** тим, що після отримання першої реалізації першого добутку зсунутих комплексних частотних спектрів масив комплексних відліків цієї реалізації розділяють на підмасиви і визначають для кожного підмасиву суму його комплексних відліків, формуючи першу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів, яку потім зсувають по частоті, формуючи другу реалізацію

першого накопиченого добутку комплексних спектрів, далі інвертують першу або другу реалізацію першого накопиченого добутку комплексних спектрів та перемножують їх комплексні відліки однакової частоти, формуючи другий накопичений добуток комплексних спектрів, після чого визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів як аргумент суми комплексних частотних відліків другого накопиченого добутку комплексних спектрів.

Комп'ютерна верстка О. Рябко

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