УКРАЇНА

(19) UA (11) 95053 (13) C2

(51) МПК
G01S 5/02 (2010.01)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) СПОСІБ ЦИФРОВОГО КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ

(21) a201013814
(22) 22.11.2010
(24) 25.06.2011
(46) 25.06.2011, Бюл.№ 12, 2011 р.
(72) ЦИПОРЕНКО ВАЛЕНТИН ГРИГОРОВИЧ, ЦИПОРЕНКО ВІТАЛІЙ ВАЛЕНТИНОВИЧ
(73) ЖИТОМИРСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
(56) UA 90619 C2, 25.02.2010.
UA 84964 C2, 25.09.2008.
RU 2341811 C1, 20.12.2008.
RU 2262119 C1, 10.10.2005.
US 6384784 B1, 17.05. 2002.
JP 57103071 A, 26.06.1982.
(57) 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, причому 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, при цьому визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємно 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 зсуву комплексних частотних спектрів радіосигналів по частоті здійснюють інвертування одного з них, потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, а отриманий добуток 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.

1

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, визначають екстремальне значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, що відповідає максимальному значенню взаємно 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 для визначення екстремального значення компенсуючого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, визначають дискретну взаємно кореляційну функцію для усіх можливих його значень. В результаті цього швидкодія пеленгування буде низькою.

(19) UA (11) 95053 (13) C2

Таким чином, суттєвим недоліком способу-прототипу є низька швидкодія пеленгування.

В основу винаходу поставлено задачу вдосконалення способу цифрового кореляційного радіопеленгування шляхом того, що після зсуву комплексних частотних спектрів радіосигналів по частоті здійснюють інвертування одного з них, потім перемножують відліки однакової частоти прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів, а отриманий добуток 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, щоб забезпечити суттєве підвищення швидкодії пеленгування.

Поставлена задача вирішується таким чином.

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

$$\frac{dq(\tau_{ЛЗ})}{d\tau_{ЛЗ}} = \frac{d}{d\tau_{ЛЗ}}\left[Re\left\{ \frac{2}{N}\int_{\omega_н}^{\omega_в} U_1(\omega_k)\cdot U_2(\omega_k)\cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega_k) - \psi(\omega_k)))d\omega_k \right\}\right] = 0, \quad (1)$$

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;

Re(.) - операція визначення дійсної частини комплексного числа;

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

$\Delta\varphi(\omega_k)=\varphi_2(\omega_k)-\varphi_1(\omega_k)$ - різницевий фазовий спектр прийнятих радіосигналів;

$\omega_k \in [\omega_н; \omega_в]$ - k-те значення колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів, що лежить в межах смуги частот $[\omega_н; \omega_в]$ прийнятих радіосигналів;

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

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

Рівняння (1) явного розв'язку не має [2]. Для отримання можливості прямого розв'язку рівняння (1) виконаємо перетворення аргумента спектрального кореляційного оператора:

$$(\Delta\varphi(\omega_k) - \psi(\omega_k)) = \frac{\Delta\varphi(\omega_k)}{\omega_k/\omega_н} - \frac{\omega_k\cdot\tau_{ЛЗ}}{\omega_k/\omega_н} = \frac{\Delta\varphi(\omega_k)}{\omega_k/\omega_н} - \omega_Р\cdot\tau_{ЛЗ} = const, \quad (2)$$

де $\omega_н/\omega_k$ - дисперсійний частотно залежний множник;

$\omega_н$ - значення нижньої частоти спектра сигналу.

В результаті перетворення рівняння правдоподібності матиме вигляд:

$$\frac{d}{d\tau_{ЛЗ}}\left[\frac{2\alpha}{N}\int_{\omega_н}^{\omega_в} U_1(\omega_k)\cdot U_2(\omega_k)\cdot\left(\cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_k)\cdot\omega_н}{\omega_k} - \omega_н\cdot\tau_{ЛЗ}\right)\right) d\omega\right] = 0. \quad (3)$$

Для рівняння (3) отримано прямий розв'язок відносно компенсуючої затримки $\tau_{ЛЗ}$:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\omega_н} arctg\left[\frac{\int_{\omega_н}^{\omega_в} U_1(\omega_k)\cdot U_2(\omega_k)\cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_k)\cdot\omega_н}{\omega_k}\right) d\omega_k}{\int_{\omega_н}^{\omega_в} U_1(\omega_k)\cdot U_2(\omega_k)\cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi(\omega_k)\cdot\omega_н}{\omega_k}\right) d\omega_k}\right]. \quad (4)$$

З рівняння (4) маємо, що для визначення екстремальної оцінки $\hat{\tau}_{ЛЗ}$, яка буде максимально правдоподібною оцінкою, та відповідного напрямку на джерело радіовипромінювання згідно з винаходом не потрібно визначати дискретну взаємно кореляційну функцію для усіх можливих значень компенсуючого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів.

Таким чином, запропонований спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування забезпечує можливість прямого визначення оцінки екстремального значення компенсуючого параметра одного з радіоканалів, а, отже, суттєво підвищити швидкодію 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 радіосигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ перетворюють в 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 обирають 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:

$$S_1(j\omega_{ПЧ.k})=A_1(\omega_{ПЧ.k})\cdot\exp(j\varphi_1(\omega_{ПЧ.k})),$$
$$S_2(j\omega_{ПЧ.k})=A_2(\omega_{ПЧ.k})\cdot\exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ.k})) \quad (5)$$

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

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

$\omega_{ПЧ.k}=\frac{2\pi\cdot F_Д}{N_S}\cdot k$ - проміжна 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:

$$S_{1.В}(j\omega_{S.k})=A_1(\omega_{ПЧ.k}+\omega_{ЗС})\cdot\exp(j\varphi_1(\omega_{ПЧ.k}+\omega_{ЗС}))=A_1(\omega_{S.k})\cdot\exp(j\varphi_1(\omega_{S.k}))$$
$$S_{2.В}(j\omega_{S.k})=A_2(\omega_{ПЧ.k}+\omega_{ЗС})\cdot\exp(j\varphi_2(\omega_{ПЧ.k}+\omega_{ЗС}))=A_2(\omega_{S.k})\cdot\exp(j\varphi_2(\omega_{S.k})) \quad (6)$$

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

$$S^*_{1.В}(j\omega_{S.k})=A_1(\omega_{S.k})\cdot\exp(j\varphi_1(\omega_{S.k})). \quad (7)$$

6. Перемножують відповідні відліки однакової частоти отриманих прямого та інверсного зсунутих комплексних частотних спектрів:

$$S^*_{1.В}(j\omega_{S.k})\cdot S_{2.В}(j\omega_{S.k})=A_1(\omega_{S.k})\cdot A_2(\omega_{S.k})\cdot\exp[j(\Delta\varphi(\omega_{S.k}))], \quad (8)$$

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. Здійснюють перетворення добутку прямого та інверсного комплексних частотних спектрів шляхом множення аргументів спектральних складових цього добутку на коефіцієнти $K(\omega_{S.k})=\omega_{S.k_H}/\omega_{S.k}$, що обернено пропорційні значенням відповідних відліків частоти $\omega_{S.k}$. В результаті отримують наступні значення перетворених різниць фаз $\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k_H})$ спектральних складових добутку спектрів:

$$\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k_H})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_H})\cdot K(\omega_{S.k})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_H})\cdot\omega_{S.k_H}/\omega_{S.k_H}=\Delta\varphi(\omega_{S.k_H})$$
$$\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k_{(H+1)}})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_{(H+1)}})\cdot K(\omega_{S.k})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_{(H+1)}})\cdot\omega_{S.k_H}/\omega_{S.k_{(H+1)}}=\Delta\varphi(\omega_{S.k_H}) \quad (9)$$
$$\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k_B})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_B})\cdot K(\omega_{S.k})=\Delta\varphi(\omega_{S.k_B})\cdot\omega_{S.k_H}/\omega_{S.k_B}=\Delta\varphi(\omega_{S.k_H})$$

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

8. Обраховують екстремальне значення $\hat{\tau}_{ЛЗ}$ компенсуючої затримки за формулою:

$$\hat{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\omega_{S.k_H}} \operatorname{arctg}\left[\frac{\sum_{k=k_н}^{k_в} \frac{\omega_{S.k}}{\omega_{S.k_н}} \cdot A_1(\omega_{S.k}) \cdot A_2(\omega_{S.k}) \cdot \sin\left[\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k})\right]}{\sum_{k=k_н}^{k_в} \frac{\omega_{S.k}}{\omega_{S.k_н}} \cdot A_1(\omega_{S.k}) \cdot A_2(\omega_{S.k}) \cdot \cos\left[\Delta\varphi_\gamma(\omega_{S.k})\right]}\right] + v + \pi, \quad (10)$$

де v - коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $\operatorname{arctg}(\Delta\varphi_{l_\gamma})$; v=0, при $\cos(\Delta\varphi_{l_\gamma}) > 0$; v=-1, при $\cos(\Delta\varphi_{l_\gamma}) < 0$; $|\Delta\varphi_{l_\gamma}| \le \pi$.

9. Визначають оцінку напрямку θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

$$\theta = \arccos(c \cdot \hat{\tau}_{ЛЗ} / d). \quad (12)$$

де c - швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі;

d - значення антенної бази.

Джерела інформації:

1. Патент України на винахід №90619, G01S 5/02. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко. - №а200902874; Заявл. 27.03.2009; Опубл. 11.05.2010. - Бюл. №9.

2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - 2-е изд; перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1982. - 624с.

Комп'ютерна верстка М. Ломалова Підписне Тираж 24 прим.

Міністерство освіти і науки України

Державний департамент інтелектуальної власності, вул. Урицького, 45, м. Київ, МСП, 03680, Україна

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