



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 84964

(13) C2

(51) МПК (2006)

G01S 3/02

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІОПИС  
ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД(54) СПОСІБ ЦИФРОВОГО КОРЕЛЯЦІЙНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ ТА ПРИСТРІЙ ДЛЯ ЙОГО ЗДІЙС-  
НЕННЯ

1

(21) а200702605

(22) 12.03.2007

(24) 10.12.2008

(46) 10.12.2008, Бюл.№ 23, 2008 р.

(72) ЦИПОРЕНКО ВАЛЕНТИН ГРИГОРОВИЧ, UA,

ЦИПОРЕНКО ВІТАЛІЙ ВАЛЕНТИНОВИЧ, UA

(73) ЖИТОМИРСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНОЛО-  
ГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ, UA

(56) SU 1690471, 10.08.1996

RU 2109401, 20.04.1998

RU 2040801, 25.07.1995

US 4170774, 09.10.1979

JP 5256936, 08.10.1993

US 5497160, 05.04.1996

UA 70379, 15.03.2004

(57) 1. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування, у якому радіовипромінювання приймають двома нерухомими, рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, перетворенням частоти та підсиленням сигналу у двох радіоканалах, далі перетворюють сформовані радіосигнали у цифрову форму та визначають їх дискретну взаємно кореляційну функцію для усіх можливих значень заданого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, потім визначають його екстремальне значення, яке відповідає максимальному значенню дискретної взаємно кореляційної функції, за визначенням екстремальним значенням заданого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання, який **відрізняється** тим, що заданим параметром, який регулюють в одному з радіоканалів, є лінійно-частотний фазовий зсув, причому після перетворення сформованих радіосигналів у цифрову форму додатково визначають комплексні частотні спектри цих радіосигналів, потім для усіх

2

можливих значень лінійно-частотного фазового зсуву здійснюють перетворення одного з комплексних частотних спектрів шляхом додавання до його фазочастотної складової лінійно-частотного фазового зсуву і визначають дискретну взаємно кореляційну функцію перетвореного та неперетвореного комплексних частотних спектрів радіосигналів, далі визначають екстремальне значення лінійно-частотного фазового зсуву, яке відповідає максимальному значенню взаємно кореляційної функції комплексних частотних спектрів, за визначенням екстремальним значенням лінійно-частотного фазового зсуву та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання.

2. Цифровий кореляційний радіопеленгатор, що містить дві нерухомі рознесені у просторі антени (1, 2), підключені відповідно до входів двох радіоприймачів (3,4), виходи яких з'єднані відповідно з входами двох аналого-цифрових перетворювачів (5, 6), а також послідовно з'єднані цифровий корелятор, блок визначення максимуму (11) і блок визначення пеленга (12), який **відрізняється** тим, що додатково містить два цифрові аналізатори комплексного спектра (7, 8) та блок перетворення комплексного спектра (10), а цифровий корелятор є цифровим корелятором комплексних спектрів (9), причому один цифровий аналізатор комплексного спектра (7) підключений між виходом одного аналого-цифрового перетворювача (5) та першим входом цифрового корелятора комплексних спектрів (9), а другий цифровий аналізатор комплексного спектра (8) підключений між виходом другого аналого-цифрового перетворювача (6) та входом блока перетворення комплексного спектра (10), виходи якого з'єднані з другими входами цифрового корелятора комплексних спектрів (9) та блока визначення пеленга (12).

Взаємозв'язана група винаходів належить до галузі радіоелектроніки і може бути використана в радіоелектронних засобах різного призначення, зокрема в радіонавігації, радіолокації, радіоастрономії, радіомоніторингу.

Відомий спосіб цифрового кореляційного ра-

діопеленгування [1, с. 150], що обраний як прототип винаходу. В способі-прототипі, як і в заявленому способі, радіовипромінювання приймають двома нерухомими, рознесеними у просторі антенами з подальшою попередньою селекцією, перетворенням частоти та підсиленням у двох радіока-

(13) C2

(11) 84964

(19) UA

налах, далі перетворюють сформовані радіосигнали у цифрову форму та визначають їх дискретну взаємно кореляційну функцію для усіх можливих значень заданого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, потім визначають його екстремальне значення, яке відповідає максимальному значенню дискретної взаємно кореляційної функції, після чого за визначеним екстремальним значенням параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання.

Але на відміну від заявленого способу, в спосіб-прототипі в якості заданого параметра, який регулюють в одному з радіоканалів, використовують час затримки прийнятого радіовипромінювання, а також оброблюють значення дискретної взаємно кореляційної функції саме часових реалізацій сформованих сигналів. В результаті наявності похибки визначення екстремального значення часу затримки сигналу та необхідності використання високої частоти дискретизації при аналого-цифровому перетворенні виникають такі суттєві недоліки способу-прототипу, як низька точність пеленгування та низька швидкодія.

Відомий також цифровий кореляційний радіопеленгатор [2, с. 81], що обраний як прототип пристрою. Пристрій-прототип, як і пристрій-винахід, містить дві нерухомі рознесені у просторі антени, підключені відповідно до входів двох радіоприймачів, виходи яких з'єднані відповідно з входами двох аналого-цифрових перетворювачів, та послідовно з'єднані цифровий корелятор, блок визначення максимуму і блок визначення пеленгу.

Але на відміну від пристрою-винаходу, в пристрої-прототипі вихід одного аналого-цифрового перетворювача підключений до одного з входів цифрового корелятора через цифрову керовану лінію затримки, а вихід другого аналого-цифрового перетворювача - до іншого входу цифрового корелятора безпосередньо. Використання цифрової керованої лінії затримки та цифрового корелятора, який обробляє часові реалізації сформованих радіосигналів, призводить до появи значної похибки визначення дійсного значення затримки радіосигналів, що зумовлює низьку точність пеленгування пристрою-прототипу [3]. Використання аналого-цифрових перетворювачів, які формують масиви часових відліків з високою частотою дискретизації, призводить до обробки великих масивів відліків, що зумовлює низьку швидкодію пристрою-прототипу.

В основу першого з групи винаходів покладено задачу вдосконалення способу цифрового кореляційного радіопеленгування шляхом того, що заданим параметром, який регулюють в одному з радіоканалів, є лінійно-частотний фазовий зсув, причому після перетворення сформованих радіосигналів у цифрову форму додатково визначають комплексні частотні спектри цих радіосигналів, потім для усіх можливих значень лінійно-частотного фазового зсуву здійснюють перетворення одного з комплексних частотних спектрів шляхом додавання до його фазочастотної складової лінійно-частотного фазового зсуву і визнача-

ють дискретну взаємно кореляційну функцію перетвореного та неперетвореного комплексних частотних спектрів радіосигналів, далі визначають екстремальне значення лінійно-частотного фазового зсуву, яке відповідає максимальному значенню взаємно кореляційної функції комплексних частотних спектрів, після чого за визначеним екстремальним значенням лінійно-частотного фазового зсуву та з урахуванням просторового розміщення антен визначають напрямок на джерело радіовипромінювання, щоб забезпечити суттєве підвищення точності та швидкодії радіопеленгування.

В основу другого із групи винаходів покладено задачу вдосконалення цифрового кореляційного радіопеленгатора шляхом того, що додатково введени два цифрові аналізатори комплексного спектра та блок перетворення комплексного спектра, а цифровий корелятор є цифровим корелятором комплексних спектрів, причому один цифровий аналізатор комплексного спектра підключений між виходом одного аналого-цифрового перетворювача та першим входом цифрового корелятора комплексних спектрів, а другий цифровий аналізатор комплексного спектра підключений між виходом другого аналого-цифрового перетворювача та входом блока перетворення комплексного спектра, виходи якого з'єднані з другими входами цифрового корелятора комплексних спектрів та блока визначення пеленгу, щоб забезпечити суттєве підвищення точності та швидкодії радіопеленгатора.

Перша поставлена задача вирішується тим, що в способі цифрового кореляційного радіопеленгування використовують комплексний спектральний аналіз сформованих радіосигналів та обробку спектрів радіосигналів з використанням параметрів їх частотних складових - амплітуди та фази, а в якості заданого параметра, що регулюють в одному з радіоканалів, використовують лінійно-частотний фазовий зсув. Цим досягається перша мета винаходу - підвищення точності пеленгування.

Як відомо [3], залежність спектра  $S(j\omega_k)$  сигналу від частоти  $F_d$  дискретизації визначається наступним співвідношенням:

$$S(j\omega_k) = S(j\omega_k \pm 2\pi F_d \cdot m), \quad (1)$$

де:  $\omega_k$  -  $k$ -та гармоніка в спектрі  $S(j\omega_k)$  сигналу;  $m = 1, 2, 3, \dots$  - довільне ціле число.

Рівняння (1) показує, що спектр  $S(j\omega_k)$  сигналу повторюється періодично з частотою  $\omega = m \cdot 2\pi F_d$  [3].

Тому період  $T_d$  дискретизації доцільно вибрати мінімально можливим для заданого значення рівня завадозахищеності за відомою [3] методикою з використанням явища цифрового гетеродинування. В цьому випадку частота  $F_d$  дискретизації може бути набагато меншою частоти  $F_s$  сигналу і визначатися тільки шириною його спектра. Така властивість особливо характерна для радіосигналів, для яких співвідношення несучої частоти і ширини спектра перевищує  $10^3$ - $10^4$  разів.

Таким чином, використання частотної форми представлення сигналів зумовлює незалежність їх

спектра  $S(f_{\text{ок}})$  від частоти  $F_d$  дискретизації і, відповідно, результатів їх кореляційної обробки. В цьому випадку похибка  $\Delta\Theta_{f \text{ max}}$  пеленгування визначається вже тільки похибкою  $\delta_k$  формування лінійно-частотного фазового зсуву, що дорівнює похибці  $\delta_k = \xi_{\text{max}}(2^{-r})$  коду його представлення, де  $r$  - розрядність коду заданого параметра  $\xi$ , еквівалентного затримці сигналу у часі, який регулюють в одному з радіоканалів в межах  $\{\xi_{\text{min}}, \xi_{\text{max}}\}$ , і від значення періоду  $T_d$  дискретизації безпосередньо не залежить. Розрядність сучасних цифрових обчислювачів дорівнює  $16 \div 64$  двійкових розрядів, що відповідає відносній похибці  $\delta_k$  формування кодів лінійно-частотного фазового зсуву в межах  $10^{-4} \div 10^{-16}$ .

Для запропонованого способу максимальне значення похибки  $\Delta\Theta_{f \text{ max}}$  пеленгування не перевищує:

$$\Delta\Theta_{f \text{ max}} = \arccos\left(\frac{c \cdot \xi^*}{d}\right) - \arccos\left(\frac{c \cdot (\xi^* + \delta_k)}{d}\right), \quad (2)$$

де:  $c$  - швидкість світла;

$\xi^*$  - екстремальне значення параметра  $\xi$ ;

$d$  - база розміщення радіоканалів.

Для способу-прототипу похибка  $\Delta\tau$  визначення затримки сигналу не перевищує половини періоду  $T_d$  дискретизації, а максимальне її значення дорівнює  $\Delta\tau_{\text{max}} = T_d/2$ . Тому для забезпечення необхідної точності пеленгування необхідно вибирати такий період  $T_d$  дискретизації, що не перевищує більше ніж у два рази максимально допустиме значення похибки  $\Delta\tau$  визначення часу затримки сигналів, прийнятих рознесеними антенами. В результаті для підвищення точності пеленгування необхідно збільшувати частоту  $F_d$  дискретизації.

Для способу-прототипу максимальне значення похибки  $\Delta\Theta_{t \text{ max}}$  пеленгування не перевищує [4]:

$$\Delta\Theta_{t \text{ max}} = \arccos\left(\frac{c \cdot \tau}{d}\right) - \arccos\left(\frac{c \cdot (\tau + \Delta\tau_{\text{max}})}{d}\right), \quad (3)$$

де:  $\tau$  - значення затримки сигналу у часі.

Порівнюючи вирази  $\Delta\Theta_{f \text{ max}}$  і  $\Delta\Theta_{t \text{ max}}$ , бачимо, що за рахунок того, що  $T_d \gg \delta_k$  похибка  $\Delta\Theta_{f \text{ max}}$  пеленгування для способу-винаходу набагато менша, ніж похибка  $\Delta\Theta_{t \text{ max}}$  пеленгування для способу-прототипу.

Приклад. Оцінимо виграш по точності пеленгування для наступних типових умов:  $d = 3\text{ м}$ ;  $c = 3 \cdot 10^8\text{ м/с}$ ;  $\tau = \xi^* = 10^{-9}\text{ с}$ ;  $r = 16$ ;  $T_d = 10^{-9}\text{ с}$ .

Рішення:

$$\xi_{\text{max}} = \frac{d}{c} = \frac{3}{3 \cdot 10^8} = 10^{-8}\text{ с};$$

$$\delta_k = \xi_{\text{max}} \cdot (2^{-r}) = 10^{-8} / 2^{16} = 10^{-24}\text{ с};$$

Згідно формул (2) та (3) отримуємо відповідно:

$$\Delta\Theta_{f \text{ max}} = \arccos 0,1 - \arccos 0,100015 = 84,261 - 84,26 \approx 0,001^\circ,$$

$$\Delta\Theta_{t \text{ max}} = \arccos 0,1 - \arccos 0,15 = 84,26 - 81,37 \approx 2,9^\circ,$$

$$\frac{\Delta\Theta_{t \text{ max}}}{\Delta\Theta_{f \text{ max}}} = \frac{2,9}{0,001} = 2,9 \cdot 10^3,$$

що перевищує три порядки

Друга мета винаходу - підвищення швидкодії пеленгування - досягається завдяки використанню

значно меншої частоти  $F_d$  дискретизації при аналого-цифровому перетворенні прийнятих сигналів та, відповідно, меншої кількості відліків масивів сигналів, що обробляють.

Виконаємо порівняльний аналіз швидкодії способу-винаходу у порівнянні зі способом-прототипом.

Кількість  $M_{\text{of}}$  арифметичних операцій, яку необхідно виконати для пеленгування запропонованим способом, оцінюється виразом:

$$M_{\text{of}} = N_{\Theta} \cdot N_{S1} + 2 \cdot N_{CA}, \quad (4)$$

де:  $N_{\Theta} = \pi/\Delta\Theta$  - кількість можливих значень пеленга;

$\Delta\Theta$  - дискретність визначення пеленга;

$N_{S1} = T_{\alpha} \cdot F_{d1}$  - кількість операцій, що виконують при пеленгуванні запропонованим способом;

$T_{\alpha}$  - часовий інтервал аналізу радіосигналу;

$F_{d1}$  - частота дискретизації необхідна для запропонованого способу пеленгування;

$N_{CA} = N_{S1} \cdot \log_2 N_{S1}$  - кількість операцій, що реалізують спектральний аналіз суміші  $U(t)$ .

Кількість  $M_{\text{ot}}$  арифметичних операцій, яку необхідно виконати для пеленгування для способу-прототипу, оцінюється виразом:

$$M_{\text{ot}} = N_{\Theta} \cdot N_{S2}, \quad (5)$$

де:  $N_{S2} = T_{\alpha} \cdot F_{d2}$  - кількість операцій, що виконують при пеленгуванні способом-прототипом;

$F_{d2} = K \cdot F_{d1}$  - частота дискретизації, необхідна для способу-прототипу;

$K$  - коефіцієнт пропорційності.

Оцінимо виграш по швидкодії:

$$\frac{M_{\text{ot}}}{M_{\text{of}}} = \frac{N_{\Theta} \cdot N_{S2}}{N_{\Theta} \cdot N_{S1} + 2 \cdot N_{CA}} = \frac{N_{\Theta} \cdot K \cdot N_{S1}}{N_{\Theta} \cdot N_{S1} + 2 \cdot N_{S1} \cdot \log_2 N_{S1}} = \frac{K}{1 + 2 \cdot \log_2 N_{S1} / N_{\Theta}}. \quad (6)$$

Аналіз виразу (6) показує, що його значення завжди буде більше одиниці.

Приклад. Оцінимо виграш по швидкодії запропонованого способу пеленгування для наступних типових умов:

$$K = 10^3; N_{\Theta} = 10^4; N_{S1} = T_{\alpha} \cdot F_{d1} = 0,1 \cdot 10^5 = 10^4.$$

Рішення.

В цьому випадку виграш по швидкодії:

$$\frac{M_{\text{ot}}}{M_{\text{of}}} = \frac{10^3}{1 + 2 \cdot \log_2 10^4 / 10^4} = \frac{10^3}{1 + 2 \cdot 14 / 10^4} \approx 10^3.$$

Друга поставлена задача вирішується тим, що за допомогою додатково введених в пристрій-винахід двох цифрових аналізаторів комплексного спектра, блока перетворення комплексного спектра та цифрового корелятора комплексних спектрів реалізують однозначне визначення напрямку приходу радіовипромінювання. Його виконують шляхом обробки комплексних спектрів сформованих радіосигналів, забезпечуючи незалежність точності пеленгування від частоти  $F_d$  дискретизації і можливість здійснювати перетворення сформованих радіосигналів у цифрову форму з мінімально допустимою частотою  $F_d$  дискретизації. Внаслідок цього забезпечується можливість регулювання заданого параметра в одному з радіоканалів шляхом регулювання лінійно-частотного фазового зсуву і відповідного перетворення комплексного спектра сформованого радіосигналу. В результаті отримують суттєве зменшення похибки визначення екстремального значення заданого параметра, що регулюють в одному з радіоканалів, у порів-

нянні з пристроєм-прототипом при рівному значенні частоти дискретизації. Цим досягається перша мета винаходу - підвищення точності пеленгування.

Завдяки використанню двох цифрових аналізаторів комплексного спектра досягається усунення залежності точності пеленгування від періоду дискретизації радіосигналів, а значить, і суттєве зменшення частоти дискретизації радіосигналів при незмінному часі пеленгування. Завдяки цьому забезпечується суттєве зменшення кількості відліків радіосигналів, які накопичуються та обробляються, отже, і відповідного часу їх обробки без погіршення точності пеленгування. Цим досягається друга мета винаходу - підвищення швидкодії пеленгування.

Суть винаходу пояснюється кресленнями.

Перелік креслень:

- на Фіг.1 - заявлений цифровий кореляційний радіопеленгатор;

- на Фіг.2 - варіант побудови блока перетворення комплексного спектра;

- на Фіг.3 - варіант побудови цифрового корелятора комплексних спектрів.

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, перетворенням частоти та підсиленням у двох радіоканалах (Це забезпечує необхідні селективність по частоті та чутливість пеленгатора).

2. Сформовані радіосигнали  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$  перетворюють в цифрову форму та отримують два масиви  $S_1(n)$  і  $S_2(n)$  по  $N_S$  відліків в кожному масиві. Перетворення проводять з періодом  $T_d$  дискретизації, який вибирають мінімально можливим

для заданого значення рівня завадозахищеності.

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

$$S_1(j\omega_k) = A_1(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_1(\omega_k)) \quad (7)$$

$$S_2(j\omega_k) = A_2(\omega_k) \cdot \exp(j\varphi_2(\omega_k)).$$

4. Для усіх можливих значень лінійно-частотного фазового зсуву  $\varphi_n(\omega_k)$  здійснюють перетворення одного з комплексних частотних спектрів, наприклад, другого  $S_2(j\omega_k)$ , шляхом додавання до його фазочастотної складової  $\varphi_2(\omega_k)$  лінійно-частотного фазового зсуву  $\varphi_n(\omega_k)$ :

$$\varphi_{2n}(\omega_k) = \varphi_2(\omega_k) + \varphi_n(\omega_k), \quad (8)$$

де:  $\varphi_{2n}(\omega_k)$  - значення фазочастотної складової перетвореного комплексного частотного спектра сигналу;

$\varphi_n(\omega_k) = \omega_k \cdot \xi$  - лінійно-частотний фазовий зсув.

При цьому граничні значення заданого параметру  $\xi$ , еквівалентного затримці сигналу у часі, який регулюють в одному з радіоканалів в межах  $\{\xi_{\min}; \xi_{\max}\}$  дорівнюють:

$$\xi_{\min} = -d/c$$

$$\xi_{\max} = d/c.$$

В результаті отримують перетворений комплексний частотний спектр  $S_{2n}(j\omega_k)$  другого радіоканалу.

5. Визначають дискретну взаємно кореляційну функцію  $K_{12}(j\omega_k)$  неперетвореного комплексного частотного спектра  $S_1(j\omega_k)$  першого радіосигналу і перетвореного комплексного частотного спектра  $S_{2n}(j\omega_k)$  другого радіосигналу:

$$\begin{aligned} K_{12}(j\omega_k) &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_S-1} S_1^*(j\omega_k) \cdot S_{2n}(j\omega_k) \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_S-1} A_1(\omega_k) \cdot A_2(\omega_k) \cdot \exp(-j\varphi_1(\omega_k)) \cdot \exp[j(\varphi_{2n}(\omega_k))] \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_S-1} A_1(\omega_k) \cdot A_2(\omega_k) \cdot \exp[j(\varphi_2(\omega_k) - \varphi_1(\omega_k) + \varphi_n(\omega_k))] \right\} = \\ &= \sum_{k=0}^{N_S-1} A_1(\omega_k) \cdot A_2(\omega_k) \cdot \cos(\varphi_2(\omega_k) - \varphi_1(\omega_k) + \varphi_n(\omega_k)) \end{aligned} \quad (9)$$

Дискретну взаємно кореляційну функцію  $K_{12}(j\omega_k)$  визначають для усіх можливих значень заданого параметра  $\xi$  та знаходять її максимальне значення і відповідне йому екстремальне значення  $\xi^*$  цього параметра.

6. По знайденому екстремальному значенню параметра  $\xi^*$  визначають напрямком на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази:

$$\Theta = \arccos\left(\frac{c \cdot \xi^*}{d}\right),$$

де  $\Theta$  - кут між лініями антенної бази радіоканалів і напрямком на джерело радіовипромінювання, що відраховують в напрямку проти ходу

годинникової стрілки.

Для реалізації запропонованого способу застосовують описаний нижче пристрій.

Як показано на Фіг.1, заявлений цифровий кореляційний радіопеленгатор містить дві нерухомі рознесені у просторі антени (А) 1, 2, два радіоприймача (Прм) 3, 4, два аналого-цифрових перетворювача (АЦП) 5, 6, два цифрових аналізатора 7, 8 комплексного спектра (ЦАКС), цифровий корелятор 9 комплексних спектрів (ЦККС), блок 10 перетворення комплексного спектра (БПКС), блок 11 визначення максимуму (БВМ), блок 12 визначення пеленгу (БВП).

Антени А 1, 2 підключені відповідно до входів

двох радіоприймачів 3, 4. Їх виходи з'єднані відповідно з входами двох АЦП 5, 6. Один ЦАКС 7 підключений між виходом одного АЦП 5 та першим входом ЦККС 9. Другий ЦАКС 8 підключений між виходом другого АЦП 6 та входом БПКС 10. БВМ 11 підключений між ЦККС 9 та БВП 12. Виходи БПКС 10 з'єднані з другими входами ЦККС 9 та БВП 12 відповідно.

Цифровий кореляційний радіопеленгатор працює таким чином.

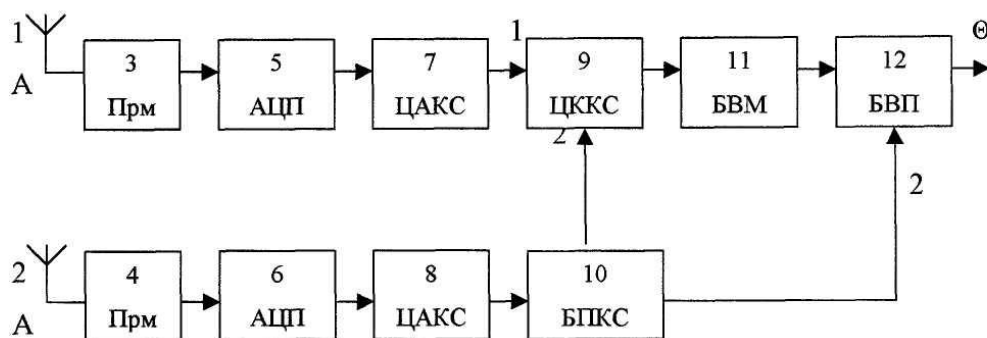
Радіовипромінювання  $S_1(t)$  джерела приймаються одночасно двома нерухомими рознесеними у просторі антенами А 1 та 2. Сформовані ними радіосигнали  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$  поступають на входи радіоприймачів 3, 4, де вони попередньо селектуються за частотою, підсилюються та при необхідності перетворюються по частоті. Вихідні сигнали радіоприймачів 3, 4 подаються на відповідні входи АЦП 5, 6, де вони перетворюються у цифрову форму. Далі сигнали поступають на відповідні входи ЦАКС 7, 8, які формують на виході результат аналізу у вигляді сукупності амплітудно-частотної та фазочастотної складових. Спектр, сформований в ЦАКС 8, перетворюється в БПКС 10 (Фіг.2), і подається на другий вхід ЦККС 9 (Фіг.3), на перший вхід якого подається спектр першого сигналу з НАС 7.

ЦККС 9 визначає дискретну взаємно кореляційну функцію спектрів сигналів, значення якої аналізується БВМ 11.

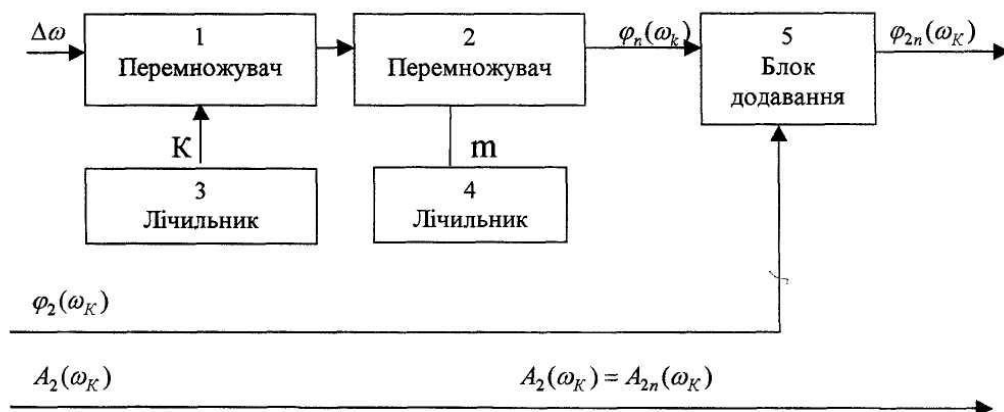
Потім робота пристрою повторюється циклічно вище зазначеним чином. При цьому в кожному циклі здійснюється відповідне перетворення комплексного спектра сигналу, що прийнятий антеною А 2. Після виконання усіх циклів аналізу БВМ 11 формує на виході екстремальне значення параметра перетворення спектра, що відповідає максимальному значенню дискретної взаємно кореляційної функції спектрів. За результатами аналізу, що отримані в БВМ 11, в БВП 12 визначається напрямок на джерело випромінювання, який видається на вихід радіопеленгатора.

Джерела інформації

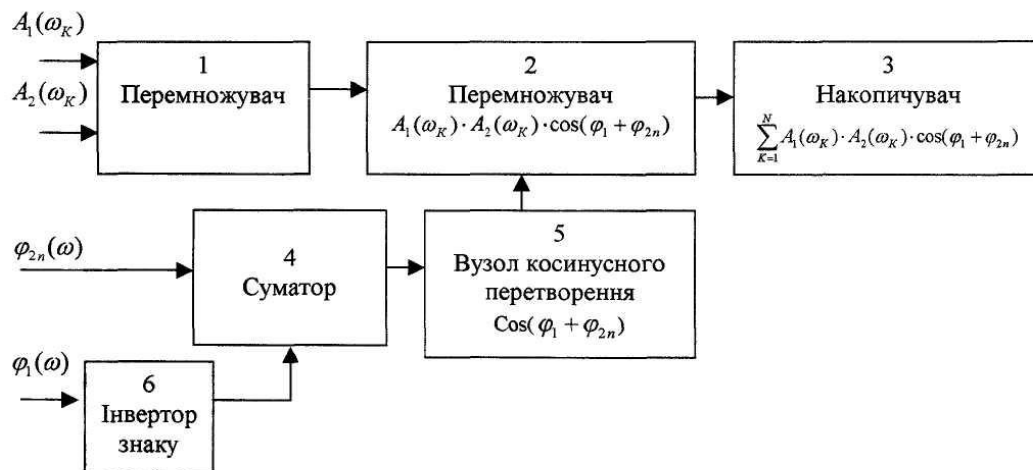
1. Вартанесян В.А. Радиопеленгация. - М.: Издательство Министерства Обороны СССР, 1966.
2. Винокуров В.И. Ваккер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М.: Советское радио, 1972. - 216 с.
3. Обработка сигналов: Підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. - К.: Либідь, 1996. - 392 с.
4. Сайбель А.Г. Основы радиолокации. М.: Советское радио, 1961. - 384 с.



Фіг. 1



Фіг. 2



Фіг. 3