



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 107505

(13) C2

(51) МПК

G01S 13/44 (2006.01)

G01S 3/02 (2006.01)

ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(21) Номер заявки: а 2013 01396

(22) Дата подання заявки: 06.02.2013

(24) Дата, з якої є чинними
права на винахід: 12.01.2015(41) Публікація відомостей
про заявку: 11.08.2014, Бюл.№ 15(46) Публікація відомостей
про видачу патенту: 12.01.2015, Бюл.№ 1

(72) Винахідник(и):

Сорочан Анатолій Григорович (UA),
Харченко Володимир Петрович (UA)

(73) Власник(и):

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ,

пр. Комарова, 1, м. Київ, 03680 (UA)

(56) Перелік документів, взятих до уваги
експертизою:

UA 42816 C2; 15.11.2001

UA 42067 C2; 15.10.2001

UA 66378 C2; 17.05.2004

UA 75343 C2; 17.04.2006

RU 2071079 C1; 27.12.1996

RU 2006872 C1; 30.01.1994

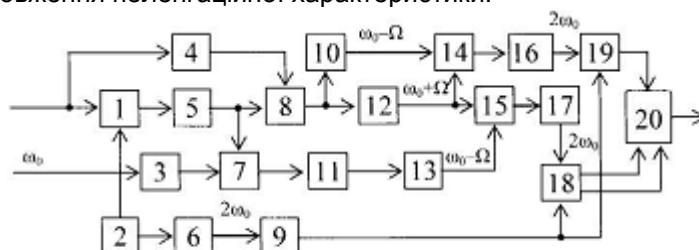
RU 2206901 C1; 20.06.2003

RU 2474835 C1; 10.02.2013

(54) СПОСІБ КОРЕЛЯЦІЙНО-ФАЗОВОЇ ПЕЛЕНГАЦІЇ З ПОДОВЖЕНОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ ТА ПРИСТРІЙ ДЛЯ ЙОГО ЗДІЙСНЕННЯ

(57) Реферат:

Взаємозв'язана група винаходів належить до галузі радіотехніки і може бути застосована для вимірювання кутового положення цілі як для безперервного, так і імпульсного зондувального сигналів або для виявлення джерела випромінювання. В основу першого із групи винаходів поставлено задачу створення нового способу кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою шляхом введення нових дій над сигналом, за допомогою яких забезпечує розширення кута вимірювань положення цілі в простоті. В основу другого із груп винаходів поставлено задачу створення нового пристрою кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою, в якому за рахунок введення нових функціональних вузлів, зв'язків між ними забезпечується подовження пеленгаційної характеристики.



Фиг. 1

UA 107505 C2

Взаємозв'язана група винаходів належить до галузі радіотехніки і може бути застосована для вимірювання кутового положення цілі як для безперервного, так і імпульсного зондувального сигналів або для виявлення джерела випромінювання.

Відомий J-кореляційний пеленгатор [1, 2], в якому сигнали прийняті на дві антени, рознесені в просторі на базову відстань B , обробляються. З першої антени сигнал $u_1(t)$ затримується на 5 регульовану калібровану величину θ_x , отримують $u_1(t + \theta_x)$, який розділюють на дві рівні частини. Одну частину сигналу відносять по частоті до частоти гетеродину w_r і затримують на сталу часу τ_1 , одержаний сигнал $u_1(t + \theta_x + \tau_1)$ перемножують з другою частиною сигналу $u_1(t + \theta_x)$, з результату помноження на частоті w_r виділяють опорний сигнал $u_1'(t)$ індекс 10 модуляції якого $\beta' = \text{const}$. З другої антени сигнал $u_1(t + \tau)$ затримують на фіксований час θ_0 і перемножують з сигналом $u_1(t + \theta_x + \tau_1)$, отриманим від першої антени, з результату помноження на частоті w_r виділяють сигнал $u_1''(t)$, індекс модуляції якого $\beta'' = \text{var}$. В спектрах сигналів $u_1'(t)$ і $u_1''(t)$ режектують спектральні складові з частотою w_r , одержані сигнали перемножують і на частоті $2w_r$ виділяють гармонічний сигнал $u_2(t)$, як результат згортки 15 спектральних складових режектованих сигналів. Рівень отриманого сигналу $u_2(t)$ визначається відносною часовою затримкою τ вхідних сигналів. Отриманий сигнал детектують. Значення відносної часової затримки τ отримують зміною регульованої каліброваної затримки θ_x , доводячи значення напруги $u_2(t)$ до рівня, рівного нулю.

Недоліком способу необхідно певний час на перебудову каліброваної регульованою лінії затримки для вимірювання кутового положення цілі.

Також відомий, вибраний як прототип, спосіб кореляційно-фазової пеленгації [3], згідно з яким, кутове положення цілі визначається по відбитому сигналу, який модульований за кутом, 20 однотональним гармонійним коливанням з частотою Ω . Спосіб включає два канали обробки сигналу. По першому каналу сигнал розгалужується на дві рівні частини. Одна частина затримується на сталу часу τ_2 , друга відноситься по частоті до частоти гетеродина w_r та отримує затримку в часі на сталу часу τ_ϕ . Одержані сигнали перемножують, після чого на частоті w_r отримують сигнал $u_1(t)$. По другому каналу - сигнал затримують на сталу часу τ_1 , після чого перемножують з сигналом, затриманим на сталу часу τ_ϕ , з результату 30 перемноження на частоті w_r отримують сигнал $u_2(t)$. З сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ виділяють спектральні складові, розташовані на частотах $w_r + \Omega$ (або $w_r - \Omega$). Спектральну складову регульованого каналу затримують на сталу часу τ_3 . Отримані таким чином сигнали перемножують. З результату перемноження виділяють постійну складову, рівень якої відповідає кутовому положенню цілі.

Недоліком способу кореляційно-фазової пеленгації є вкорочена пеленгаційна характеристика.

Відомий пристрій J-кореляційного пеленгатора [1], що містить [2] регульовану калібровану лінію затримки, вхід якої є першим входом пристрою, а вихід через послідовно ввімкнені 40 сигнальний вхід змішувача, смуговий фільтр, перший вхід другого перемножувача, перший режекторно-смуговий фільтр, перший вхід третього перемножувача, перший вузькосмуговий фільтр з'єднаний з амплітудним детектором. Вихід регульованої каліброваної лінії затримки також з'єднаний з другим входом другого перемножувача. Гетеродинний вхід змішувача з'єднаний з гетеродином. Вихід смугового фільтра з'єднаний з другим входом першого перемножувача. Вхід фіксованої лінії затримки є другим входом пристрою. Вихід фіксованої лінії затримки через послідовно ввімкнені перший вхід першого перемножувача і другий режекторно-смуговий фільтр з'єднаний з другим входом третього перемножувача. Вихід амплітудного 45 детектора є виходом пристрою.

В цьому пристрої відлік кутового положення цілі здійснюється за деякий інтервал часу, необхідний для перебудови регульованої лінії затримки, що унеможливорює використання цього пристрою в моноімпульсній пеленгації.

Відомий пристрій кореляційно-фазової пеленгації [2] містить змішувач, вхід якого є першим входом пристрою. Другий вхід змішувача з'єднаний з гетеродином. Вихід змішувача з'єднаний через смуговий фільтр з першим входом другого перемножувача, його другий вхід з'єднаний з входом змішувача через другу лінію затримки. Вихід другого перемножувача через перший 50

вузькосмуговий фільтр з'єднаний з першим входом третього перемножувача. Вхід першої лінії затримки є другим входом пристрою, її вихід з'єднаний з другим входом третього перемножувача через перший вхід першого перемножувача. Другий вхід першого перемножувача з'єднаний з виходом смугового фільтра. Вихід третього перемножувача з'єднаний з фільтром низьких частот, вихід якого є виходом пристрою.

В цьому пристрою формується вкорочена пеленгаційна характеристика.

В основу першого із групи винаходів поставлено задачу створення нового способу кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою шляхом введення нових дій над сигналом, за допомогою яких забезпечує розширення кута вимірювань положення цілі в просторі.

В основу другого із груп винаходів поставлено задачу створення нового пристрою кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою, в якому за рахунок введення нових функціональних вузлів, зв'язків між ними забезпечується подовження пеленгаційної характеристики.

Перша поставлена задача вирішується тим, що в способі кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою з спектра опорного сигналу $u_1(t)$ виділяють складову з частотою $(w_r - \Omega)$, перемножують зі складовою $(w_r + \Omega)$, з результату перемноження виділяють сумарну комбінаційну складову $u_3(t)$ з частотою $2w_r$, яку перемножують з опорним коливанням $u_{or}(t)$, отриманим з високостабільного кварцового коливання $u_{kr}(t)$ шляхом помноження його частоти на два та затримкою на сталу часу τ_3 , з результату перемноження виділяють постійну складову $u_4(t)$, рівень якої пропорційний квадрату амплітуди сигналу $u_3(t)$, з результату перемноження сигналів опорного каналу $u_1''(t)$ з частотою $(w_r + \Omega)$ і сигналу регульованого каналу $u_2(t)$ з частотою $(w_r - \Omega)$ виділяють сумарну комбінаційну складову $u_5(t)$ з частотою $2w_r$ з якої за допомогою опорного коливання $u_{or}(t)$ визначають знак і рівень амплітуди сигналу $u_5(t)$, за допомогою визначених даних і рівня сигналу $u_4(t)$ визначають кутове положення цілі.

Друга поставлена задача вирішується тим, що пристрій кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою, згідно з винаходом, додатково введені помножувач частоти на два, третя лінія затримки, перший вузькосмуговий смуговий фільтр, третій перемножувач, четвертий і п'ятий вузькосмугові смугові фільтри, п'ятий перемножувач, пристрій визначення амплітуди сигналу і пристрій визначення кутового положення цілі, причому вихід другого перемножувача з'єднаний з першим входом пристрою визначення кутового положення цілі через послідовно з'єднані перший вузькосмуговий смуговий фільтр, перший вхід третього перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з виходом третього вузькосмугового смугового фільтра, четвертий вузькосмуговий смуговий фільтр і через перший вхід п'ятого перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з опорним генератором через послідовно з'єднані помножувач частоти на два і третю лінію затримки, вихід третьої лінії затримки також з'єднаний з першим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, вихід четвертого перемножувача через п'ятий вузькосмуговий смуговий фільтр з'єднаний з другим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, перший і другий виходи якого з'єднані з відповідно другим і третім входами пристрою визначення кутового положення цілі, вихід якого є виходом пристрою.

Суть винаходу пояснюється кресленнями, де на фіг. 1 наведена структурна схема запропонованого пристрою.

Для того, щоб збільшити протяжність пеленгаційної характеристики в спосіб введені нові послідовності дій:

з сигналу $u_1(t)$ виділяють спектральну складову $u_1''(t)$ розташовану на частоті $w_r + \Omega$ ділять на дві рівні частини, одну частину перемножують з спектральною складовою $u_1'(t)$, розташованою на частоті $w_r - \Omega$, отримують сигнал $u_4(t)$ з частотою $2w_r$, Другу частину перемножують з сигналом $u_2'(t + \tau_4)$, отримують сигнал $u_3(t)$ з частотою $2w_r$, сигнали $u_3(t)$ і $u_4(t)$ перемножують з опорним коливанням $u_{or}(t)$, отриманим помноженням частоти гетеродина w_r на два і затримкою на сталу часу τ_3 , з результату множення з сигналу $u_4(t)$ отримують постійну напругу $u_5(t)$, яка пропорційна квадрату амплітуди сигналу $u_4(t)$, з сигналу $u_{or}(t)$ формують ортогональну пару гармонійних коливаний $u_{or}'(t)$ і $u_{or}''(t)$, які перемножують з сигналом $u_3(t)$, з результату перемноження отримують низькочастотні складові $u_3'(t)$ і $u_3''(t)$,

які є проекціями сигналу $u_3(t)$ на ортогональні складові $u_{ог}'(t)$ і $u_{ог}''(t)$, отримані складові $u_3'(t)$ і $u_3''(t)$ підносять до квадрата, підсумовують, після чого беруть корінь квадратний, в результаті отримують напругу $u_6(t)$, яка є амплітудою сигналу $u_3(t)$, відносний рівень $u_6(t)$, тобто $u_6(t)/u_5(t)$, і її знак (плюс або мінус), що отримують зі складової $u_3'(t)$, однозначно

5 визначають в деякий момент часу t_0 кутове положення цілі φ_0 .

На фіг. 1 наведена структурна схема запропонованого пристрою, де 1 - перший змішувач; 2 - кварцовий генератор; 3, 4 - перша, друга лінії затримки; 5 - смуговий фільтр; 6 - помножувач частоти на два; 7, 8 - перший та другий перемножувачі; 9 - третя лінія затримки; 10, 11 і 12 - перший-третій вузькосмугові смугові фільтри; 13 - третя лінія затримки; 14, 15 - третій та четвертий перемножувачі; 16, 17 - четвертий та п'ятий вузькосмугові смугові фільтри; 18 - пристрій визначення амплітуди і знака сигналу; 19 - п'ятий перемножувач; 20 - пристрій визначення кутового положення цілі.

На фіг. 2 наведена структурна схема пристрою визначення амплітуди сигналу, де 21 - фазообертач на $\pi/2$; 22, 23 - другий та третій змішувачі; 24, 25 - шостий та сьомий перемножувачі; 26 - суматор; 27 - пристрій обчислення кореня квадратного.

Пристрій відрізняється наявністю нових функціональних вузлів та зв'язків між ними, тобто додатково введені помножувач частоти на два, третя лінія затримки, перший вузькосмуговий смуговий фільтр, третій перемножувач, четвертий і п'ятий вузькосмугові смугові фільтри, п'ятий перемножувач, пристрій визначення амплітуди сигналу і пристрій визначення кутового положення цілі, причому вихід другого перемножувача з'єднаний з першим входом пристрою визначення кутового положення цілі через послідовно з'єднані перший вузькосмуговий смуговий фільтр, перший вхід третього перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з виходом третього вузькосмугового смугового фільтра, четвертий вузькосмуговий смуговий фільтр і через перший вхід п'ятого перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з опорним генератором через послідовно з'єднані помножувач частоти на два і третю лінію затримки, вихід третьої лінії затримки також з'єднаний з першим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, вихід четвертого перемножувача через п'ятий вузькосмуговий смуговий фільтр з'єднаний з другим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, перший і другий виходи якого з'єднані з відповідно другим і третім входами пристрою визначення кутового положення цілі, вихід якого є виходом пристрою.

Пристрій працює таким чином:

Сигнал прийнятий на дві рознесенні в просторі антени має відносну простору часову затримку τ і надходить на відповідні входи пристрою.

На першому вході діє сигнал

$$35 \quad u(t) = U_c \cos[w_0 t + \beta \sin(\Omega t)].$$

На другому вході - сигнал з просторою часовою затримкою τ

$$u(t + \tau) = U_c \cos[w_0(t + \tau) + \beta \sin[\Omega(t + \tau)]],$$

де w_0 - несуча частота; β - індекс модуляції сигналу зондування; Ω - модулююча частота.

У опорному каналі сигнал ділиться на дві частини. Перша частина за допомогою змішувача 1 зміщується вниз по частоті на частоту w_r гетеродина 2, яка виділяється смуговим фільтром 5 і подається на перший вхід другого перемножувача 8

$$u(t + \tau_\phi) = U_c \cos[(w_0 - w_r)(t + \tau_\phi) + \beta \sin[\Omega(t + \tau_\phi) - \varphi_r]],$$

де φ_r - фаза гетеродина 2; τ_ϕ - затримка у смуговому фільтрі 5.

На другий вхід другого перемножувача 8 через другу лінію затримки 4 з часовою затримкою τ_2 подається сигнал з входу змішувача 1

$$45 \quad u(t + \tau_2) = U_c \cos[w_0(t + \tau_2) + \beta \sin[\Omega(t + \tau_2)]].$$

У результаті перемножування сигналів $u(t + \tau_\phi)$ і $u(t + \tau_2)$ на частоті w_r формується сигнал з кутовою модуляцією у вигляді

$$u_1(t) = U_1 \cos[w_r t + \beta' \sin[\Omega t] + \varphi_1] = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta') \cos[(w_r + n\Omega)t + \varphi_1],$$

50 де $\beta' = 2\beta \sin[0,5\Omega(\tau_2 - \tau_\phi)] \approx 2,0$ - заново сформований індекс модуляції;

$\varphi_1 = w_0(\tau_2 - \tau_\Phi) + w_r \tau_\Phi + \varphi_r$ - фаза сигналу $u_1(t)$.

У регульованому каналі сигнал $u(t + \tau)$ затримується у першій лінії затримки 3 на сталу часу, рівну τ_1 (стала часу τ_1 має дорівнювати τ_Φ), отримуємо сигнал

$$u(t + \tau + \tau_1) = U_1' \cos[w_0(t + \tau + \tau_1) + \beta \sin[\Omega(t + \tau + \tau_1)]].$$

- 5 Сигнал $u(t + \tau + \tau_1)$ подається на перший вхід першого перемножувача 7, на другий вхід якого подається сигнал $u(t + \tau_\Phi)$ з виходу смугового фільтра 5. З результату перемноження на виході першого перемножувача 7 на частоті w_r формується сигнал

$$u_2(t) = U_1 \cos[w_r t + \beta'' \sin[\Omega t] + \varphi_2] = U_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta'') \cos[(w_r + n\Omega)t + \varphi_2],$$

де $\beta'' = 2\beta \sin[0,5\Omega(\tau + \tau_1 - \tau_\Phi)] = 2\beta \sin(0,5\Omega\tau)$ - знову сформований індекс модуляції;

- 10 $\varphi_2 = w_0(\tau + \tau_1 - \tau_\Phi) + w_r \tau_\Phi + \varphi_r$ - фаза сигналу.

Вузькосмуговими смуговими фільтрами 10, 12 з сигналу $u_1(t)$ виділяються спектральні складові з частотами $(w_r - \Omega)$ та $(w_r + \Omega)$ відповідно, а вузькосмуговим смуговим фільтром 11 з сигналу $u_2(t)$ виділяється спектральна складова з частотою $(w_r - \Omega)$, в результаті отримуємо такі сигнали: опорного каналу

15 $u_1'(t) = U_1 J_1(\beta') \cos[(w_r - \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_{\text{пф}}],$

$$u_1''(t) = U_1 J_1(\beta') \cos[(w_r + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_{\text{пф}}],$$

регульованого каналу

$$u_2'(t) = U_1 J_1(\beta'') \cos[(w_r - \Omega)t + \varphi_2 + \varphi_{\text{пф}}],$$

де $\varphi_{\text{пф}}$ - зсув фази за рахунок проходження сигналу через вузькосмугові смугові фільтри 10,

- 20 11, 12.

Регульований сигнал $u_2'(t)$ затримують в четвертій лінії затримки 13 на сталу часу τ_4 , яка при $\tau = 0$ забезпечує рівність фаз сигналів $u_1''(t)$ і $u_2'(t)$, діючих на входах перемножувача 15, тобто отримують сигнал

$$u_2'(t + \tau_4) = U_1 J_1(\beta'') \cos[(w_r - \Omega)t + (w_r - \Omega)\tau_4 + \varphi_2 + \varphi_{\text{пф}}],$$

- 25 в якому $\tau_4 = \frac{w_0(\tau_2 - \tau_1)}{(w_r - \Omega)}$.

В результаті перемноження сигналів $u_1'(t)$ та $u_2'(t + \tau_4)$ на виході перемножувача 15 формуються комбінаційні складові з різницевої і сумарної частотами. За допомогою вузькосмугового смугового фільтра 17 з середньою частотою $2w_r$ виділяється сигнал сумарної частоти

30 $u_3(t) = U_2 J_1(\beta') J_1(\beta'') \cos[w_r t + \varphi_1 + w_0(\tau_2 - \tau_1) + \varphi_2 + 2\varphi_{\text{пф}} + \varphi'_{\text{пф}}] =$
 $= U_2 J_1(\beta') J_1(\beta'') \cos[2w_r t + \varphi_3 + w_0\tau + \varphi'_{\text{пф}}]$

де $\varphi_3 = 2w_r \tau_\Phi + 2w_0(\tau_2 - \tau_1) + 2\varphi_r + 2\varphi_{\text{пф}}$; $\varphi'_{\text{пф}}$ - зсув фази за рахунок проходження сигналу через вузькосмугові смугові фільтри 16, 17.

Так як кутове положення цілі (р зв'язано з часовою затримкою виразом

$$\tau = \frac{B}{c} \sin \varphi = \tau_{\text{max}} \sin \varphi,$$

- 35 де $\tau_{\text{max}} = \frac{B}{c}$ - максимальне можливе значення відносної часової затримки вхідних сигналів, діючих на виходах антен.

При зміні кутового положення цілі змінюється простора затримка τ , яка приймає значення від мінус τ_{max} до плюс τ_{max} , при цьому індекс модуляції β'' буде приймати значення від мінус $\beta''_{\text{max}} \approx -2,0$ до плюс $\beta''_{\text{max}} \approx 2,0$, що приведе до відповідної зміни функції Бесселя $J_1(\beta'')$, тобто

рівня амплітуди сигналу $u_3(t)$. Звідси кутове положення цілі визначається амплітудою сигналу $u_3(t)$. Відносне значення сигналу $u_3(t)$ дає пеленгаційну характеристику.

Виділенні сигнали опорного каналу $u_1'(t)$ і $u_1''(t)$ перемножуються в 14. На виході перемножувача 14 формуються комбінаційні складові різницевої і сумарної частотами. За допомогою вузькосмугового смугового фільтра 16 з середньою частотою $2w_r$ виділяється сигнал сумарної частоти, яка описується в вигляді

$$M_4 u_4(t) = U_2 J_1^2(\beta') \cos[2w_r t + 2\varphi_1 + 2\varphi_{пф} + \varphi'_{пф}] = U_2 J_1^2(\beta') \cos[2w_r t + \varphi'_3],$$

$$\text{де } \varphi'_3 = \varphi_3 + \varphi'_{пф} = 2w_r \tau_{ф} + 2w_0(\tau_2 - \tau_1) + 2\varphi_r + 2\varphi_{пф} + \varphi'_{пф}.$$

Сигнал $u_4(t)$ подається на перший вхід п'ятого перемножувача 19, на другий вхід якого подається опорний сигнал $u_{ог}(t)$, який сформований з сигналу $u_{кр}(t)$ кварцового генератора 2 шляхом множення його частоти на два в помножувачі частоти 6, виділення потрібної складової з частотою $2w_r$ і затримкою в третій лінії затримки 9 на сталу часу

$$\tau_3 = \frac{w_0(\tau_2 - \tau_{ф}) + w_r \tau_{ф} + \varphi_{пр}}{w_r}, \text{ яка дає фазовий зсув } 2w_r \tau_3, \text{ тобто з коливання}$$

$$u_{кр}(t) = U_0 \cos[w_r t + \varphi_r],$$

на виході лінії затримки 9 отримують опорне коливання

$$u_{ог}(t) = U_0 \cos[2w_r t + 2\varphi_r + \varphi'_{пф} + 2w_r \tau_3] = \\ = U_0 \cos[2w_r t + 2w_0(\tau_2 - \tau_{ф}) + 2w_r \tau_{ф} + 2\varphi_r + 2\varphi_{пф} + \varphi'_{пф}] = U_0 \cos[2w_r t + \varphi_4]$$

$$\text{де } \varphi_4 = 2w_r \tau_3 + 2\varphi_r + \varphi'_{пф} = 2w_0(\tau_2 - \tau_{ф}) + 2w_r \tau_{ф} + 2\varphi_{пф} + 2\varphi_r + \varphi'_{пф}.$$

Виділення з результату перемноження $u_4(t)$ і $u_{ог}(t)$ низькочастотної складової визначиться у вигляді

$$u_5(t) = U_2 J_1^2(\beta'),$$

подається на перший вхід пристрою визначення кутового положення цілі 20.

Сигнал $u_3(t)$ подається на перший вхід пристрою визначення амплітуди 18.

На другий вхід якого подається опорний сигнал $u_{ог}(t)$. В пристрої визначення амплітуди 18 з опорного сигналу $u_{ог}(t)$ за допомогою фазовращателя 21 на $\pi/2$ формується ортогональна

пара сигналів $u_{ог}'(t)$ і $u_{ог}''(t)$

$$u_{ог}'(t) = U_0 \sin[2w_r t + 2w_0(\tau_2 - \tau_{ф}) + 2w_r \tau_{ф} + 2\varphi_r + 2\varphi_{пф} + \varphi'_{пф}];$$

$$u_{ог}''(t) = U_0 \cos[2w_r t + 2w_0(\tau_2 - \tau_{ф}) + 2w_r \tau_{ф} + 2\varphi_r + 2\varphi_{пф} + \varphi'_{пф}],$$

які подаються відповідно на перші входи змішувачів 22, 23, на другі входи яких подається вхідний сигнал $u_3(t)$. З результату перемноження відповідних сигналів на виходах змішувачів

22 і 23 виділяються різницевої складові, які описуються як

$$u_3'(t) = U_2 J_1(\beta') J_1(\beta'') \cos[w_0 \tau];$$

$$u_3''(t) = U_2 J_1(\beta') J_1(\beta'') \sin[w_0 \tau].$$

За допомогою вихідного сигналу $u_3'(t)$ визначає знак напруги $u_3(t)$ і подається на другий вхід пристрою визначення кутового положення цілі 20. При зміні кутового положення цілі змінюється простора затримка τ , яка приймає значення від мінус τ_{\max} до плюс τ_{\max} при цьому індекс модуляції β'' буде приймати значення від мінус $\beta''_{\max} \approx -2,0$ до плюс $\beta''_{\max} \approx 2,0$, що приведе до відповідної зміни як знака так і рівня функції Бесселя $J_1(\beta'')$.

Отримані сигнали $u_3'(t)$, $u_3''(t)$ підносяться до (24, 25) квадрата $[u_3'(t)]^2$, $[u_3''(t)]^2$, підсумовуються (26) $[u_3'(t)]^2 + [u_3''(t)]^2$, із суми обчислюється корінь квадратний

$\sqrt{[u_3'(t)]^2 + [u_3''(t)]^2}$, в результаті на виході пристрою визначення амплітуди 18, отримуємо сигнал

$$u_6(t) = U_2 J_1(\beta') |J_1(\beta'')|.$$

Сигнал $u_6(t)$ подається в третій вхід пристрою визначення кутового положення цілі 20. В пристрої 20 для визначення кутового положення цілі сигнал $u_6(t)$ і $u_5(t)$, визначені в деякий час t_0 , тобто $u_6(t_0)$ і $u_5(t_0)$ ділять одне на друге, отримують деяке число $\frac{u_6(t_0)}{u_5(t_0)}$ (за допомогою

напруги $u_3'(t)$ визначається його знак), яке по пеленгаційній характеристиці $F(\varphi)$ визначає кутове положення цілі. Пеленгаційна характеристика являє собою відношення $F(\varphi) = \frac{u_6(t)}{u_5(t)}$.

Яку з урахуванням того, що $J_1(\beta') = \text{const}$, а індекс модуляції $\beta' = 2$ (що дає $\frac{1}{J_1(\beta')} = 1,734$ У і з

10 урахуванням залежностей $\beta'' = 2\beta \sin(0,5\Omega\tau)$ і $\tau = \tau_{\max} \sin \varphi$ та знака $u_3'(t)$ можна записати у вигляді

$$F(\varphi) = 1,7 J_1 \left[2\beta \sin \left(0,5\Omega \frac{B}{C} \sin \varphi \right) \right] = 1,7 J_1 [2\beta \sin(0,5\Omega\tau_{\max} \sin \varphi)].$$

Джерела інформації:

1. Патент 42816 Україна, G01S 3/00. Спосіб вимірювання тимчасової затримки модульованого сигналу при його проходженні окремими каналами розповсюдження та пристрій для його здійснення / Сорочан А.Г., Лігінов С.М., Литвиненко В.І. № 97073670; заявл. 09.07.1997; опубл. 15.11.2001. - Бюл. № 10.

2. Сорочан А.Г. j-корреляционный метод пеленгации / А.Г. Сорочан // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2001. - № 11. - С. 57-65.

20 3. Заявка на патент України № а201115158 від 21.12.11, G01S 3/02 G01S 13/44.

ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

25 1. Спосіб кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою, згідно з яким кутове положення цілі визначається по відбитому сигналу, який модульований за кутом, однотональним гармонійним коливанням, при його проходженні роздільними каналами розповсюдження включає: по першому каналу - розгалуження сигналу на дві рівні частини, одна з яких затримується на сталу часу τ_2 , друга відноситься по частоті до частоти гетеродина w_r

30 та отримує затримку в часі на сталу часу τ_ϕ , одержані сигнали перемножують, з результату перемноження на частоті w_r отримують сигнал $u_1(t)$, по другому каналу - сигнал затримують на сталу часу τ_1 , після чого перемножують з сигналом, затриманим на сталу часу τ_ϕ , з результату перемноження на частоті w_r отримують сигнал $u_2(t)$, з сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ виділяють спектральні складові $u_1'(t)$ і $u_2'(t)$, розташовані на частотах $w_r - \Omega$, сигнал $u_2'(t)$

35 затримують на сталу часу τ_4 , отримують сигнал $u_2'(t + \tau_4)$, який **відрізняється** тим, що з сигналу $u_1(t)$ виділяють спектральну складову $u_1''(t)$, розташовану на частоті $w_r + \Omega$, та ділять на дві рівні частини, одну частину перемножують з спектральною складовою $u_1'(t)$, розташованою на частоті $w_r - \Omega$, отримують сигнал $u_4(t)$ з частотою $2w_r$, другу частину перемножують з сигналом $u_2'(t + \tau_4)$, отримують сигнал $u_3(t)$ з частотою $2w_r$, сигнали $u_4(t)$ і

40 $u_3(t)$ перемножують з опорним коливанням $u_{or}(t)$, отриманим помноженням частоти гетеродина w_r на два і затримкою на сталу часу τ_3 , з результату множення з сигналу $u_4(t)$ отримують постійну напругу $u_5(t)$, яка пропорційна квадрату амплітуди сигналу $u_4(t)$, з сигналу $u_{or}(t)$ формують ортогональну пару гармонійних коливань $u_{or}'(t)$ і $u_{or}''(t)$, які перемножують з

сигналом $u_3(t)$, з результату перемноження виділяють низькочастотні складові $u_3'(t)$ і $u_3''(t)$, які є проєкціями сигналу $u_3(t)$ на ортогональні складові $u_{ог}'(t)$ і $u_{ог}''(t)$, отримані складові $u_3'(t)$ і $u_3''(t)$ підносять до квадрата, підсумовують, після чого беруть корінь квадратний, в результаті отримують напругу $u_6(t)$, яка є амплітудою сигналу $u_3(t)$, відносний рівень $u_6(t)$, тобто $u_6(t)/u_5(t)$, і її знак (плюс або мінус), що отримують зі складової $u_3'(t)$, однозначно визначають в деякий момент часу t_0 кутове положення цілі φ_0 .

2. Пристрій кореляційно-фазової пеленгації з подовженою характеристикою, який містить змішувач, вхід якого є першим входом пристрою, другий вхід якого з'єднаний з гетеродином, а вихід через послідовно з'єднані смуговий фільтр, перший вхід другого перемножувача, третій вузькосмуговий смуговий фільтр з'єднаний з першим входом четвертого перемножувача, другий вхід другого перемножувача з'єднаний з входом змішувача через другу лінію затримки, перша лінія затримки, вхід якої є другим входом пристрою, з'єднана через послідовно з'єднані перший вхід першого перемножувача, другий вузькосмуговий смуговий фільтр і четверту лінію затримки з другим входом четвертого перемножувача, вихід смугового фільтра з'єднаний з другим входом першого перемножувача, який **відрізняється** тим, що в нього введені помножувач частоти на два, третя лінія затримки, перший вузькосмуговий смуговий фільтр, третій перемножувач, четвертий і п'ятий вузькосмугові смугові фільтри, п'ятий перемножувач, пристрій визначення амплітуди сигналу і пристрій визначення кутового положення цілі, причому вихід другого перемножувача з'єднаний з першим входом пристрою визначення кутового положення цілі через послідовно з'єднані перший вузькосмуговий смуговий фільтр, перший вхід третього перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з виходом третього вузькосмугового смугового фільтра, четвертий вузькосмуговий смуговий фільтр і через перший вхід п'ятого перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з опорним генератором через послідовно з'єднані помножувач частоти на два і третю лінію затримки, вихід третьої лінії затримки також з'єднаний з першим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, вихід четвертого перемножувача через п'ятий вузькосмуговий смуговий фільтр з'єднаний з другим входом пристрою визначення амплітуди сигналу, перший і другий виходи якого з'єднані з відповідно другим і третім входами пристрою визначення кутового положення цілі, вихід якого є виходом пристрою.

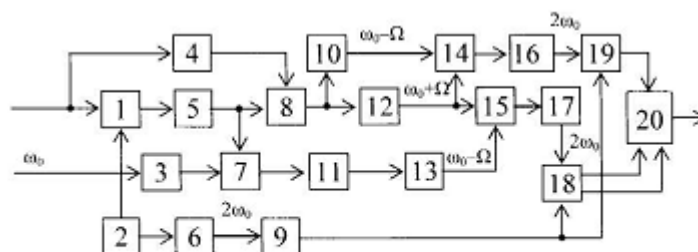


Fig. 1

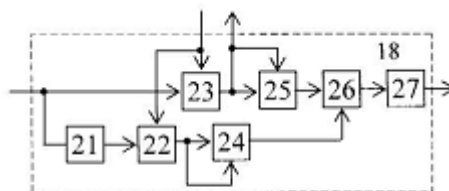


Fig. 2

Комп'ютерна верстка А. Крижанівський

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