



(19) RU⁽¹¹⁾ 2 190 236⁽¹³⁾ C2
(51) МПК⁷ G 01 S 5/04

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

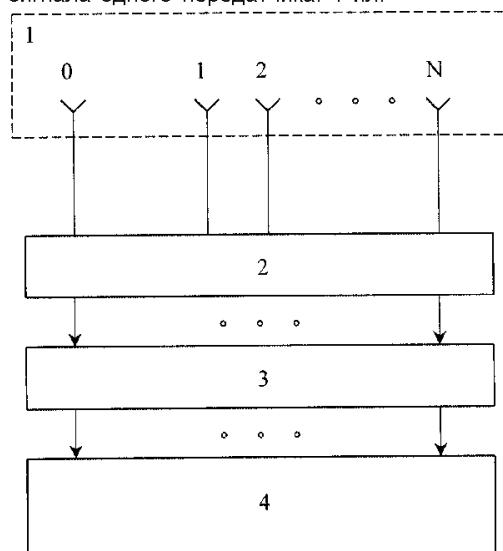
(21), (22) Заявка: 2000123589/09, 13.09.2000
(24) Дата начала действия патента: 13.09.2000
(46) Дата публикации: 27.09.2002
(56) Ссылки: US 4641143, 03.02.1987. US 4263597, 21.08.1981. US 44443801, 17.04.1987. RU 2150122 C1, 27.05.2000.
(98) Адрес для переписки:
344010, г.Ростов-на-Дону, пр. Соколова, 96,
ГКБ АПС "Связь", А.А.Олейникову

(71) Заявитель:
Государственное конструкторское бюро
аппаратно-программных систем "Связь" ВНИИ
"Градиент"
(72) Изобретатель: Шевченко В.Н.,
Емельянов Г.С., Вертоградов Г.Г.
(73) Патентообладатель:
Государственное конструкторское бюро
аппаратно-программных систем "Связь" ВНИИ
"Градиент"

(54) СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДВУМЕРНОГО ПЕЛЕНГА И ЧАСТОТЫ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

(57)
Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано для совмещенного поиска и пеленгования по азимуту и углу места с высокой точностью множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема и использующих широкополосные одночастотные и многочастотные сигналы с малой спектральной плотностью мощности. Техническим результатом являются повышение эффективности и точности определения азимутальных и угломестных пеленгов на источник сигналов, повышение скорости обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения. Это достигается за счет использования при корреляционном поиске и обнаружении элементов адаптации, основанных на статистических особенностях спектральных плотностей энергии сигнала и шума и позволяющих начинать поиск с наиболее вероятных частот полосы приема вместо последовательного перебора всех возможных пар частот. При этом повышение эффективности и точности определения

двумерного пеленга по широкополосным многочастотным сигналам достигается за счет распознавания разнесенных по частоте спектральных составляющих многочастотного сигнала одного передатчика. 1 ил.





(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 190 236** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) Int. Cl.⁷ **G 01 S 5/04**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 2000123589/09, 13.09.2000

(24) Effective date for property rights: 13.09.2000

(46) Date of publication: 27.09.2002

(98) Mail address:
344010, g.Rostov-na-Donu, pr. Sokolova, 96,
GKB APS "Svjaz", A.A.Olejnikovu

(71) Applicant:
Gosudarstvennoe konstruktorskoe bjuro
apparatno-programmnykh sistem "Svjaz" VNII
"Gradient"

(72) Inventor: Shevchenko V.N.,
Emel'janov G.S., Vertogradov G.G.

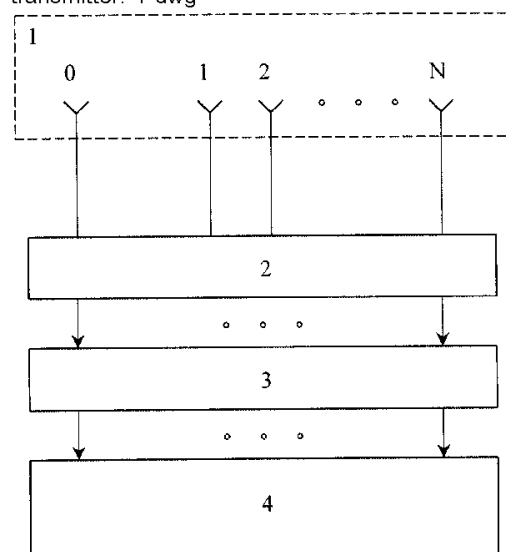
(73) Proprietor:
Gosudarstvennoe konstruktorskoe bjuro
apparatno-programmnykh sistem "Svjaz" VNII
"Gradient"

(54) **METHOD FOR DETECTION AND DETERMINATION OF TWO- DIMENSIONAL BEARING AND FREQUENCY OF RADIO EMISSION SOURCES**

(57) Abstract:

FIELD: radio engineering, applicable for a high-accuracy combined search and direction finding in azimuth and elevation of a great number of transmitters simultaneously finding themselves in the current reception band and using wind-band single-frequency and multi-frequency signals with a low spectral power density. SUBSTANCE: at correlation search and detection use is made of adaptation elements based on statistic features of spectral energy and noise densities and the search may be started from the most probable frequencies of the reception band instead of a successive exhaustive search of all probable pairs of frequencies. EFFECT: enhanced efficiency and accuracy of determination of a azimuth and elevation bearings to a source of signals, enhanced rate of detection and determination of a two-dimensional bearing and frequency of radio emission sourced due to identification of frequency separated spectral components

of a multi-frequency signal of one transmitter. 1 dwg



Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано для совмещенного поиска и пеленгования по азимуту и углу места с высокой точностью множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема.

С появлением и совершенствованием систем связи, локации, опознавания и других использующих сложные широкополосные сигналы с малой спектральной плотностью мощности (одночастотный псевдослучайный и многочастотный псевдослучайный со скачкообразным изменением частоты), возникают проблемы их обнаружения и пеленгования с высокой точностью.

Известен способ широкополосного обнаружения и пеленгации [1], при котором из выходных сигналов каждого элемента антенной решетки выделяются цифровые сигналы, характеризующие спектры принятых сигналов, и для каждой выбранной частоты в полосе приема, используя фазу сигналов, производится прямое вычисление пространственного ряда Фурье, дискретно описывающего угловой спектр мощности на выбранной частоте. После восстановления углового спектра на всех частотах определяется пеленг любого источника, излучающего сигналы на любой из частот в пределах текущей полосы приема. Этот способ из максимально возможной амплитудно-фазовой информации использует только фазу сигнала.

Известен способ [2], использующий максимально возможную амплитудно-фазовую информацию и обеспечивающий обнаружение и определение пеленга и частоты сигналов множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема, и принятый за прототип.

Согласно этому способу

1. Когерентно принимают, когерентно переносят на более низкую частоту многочастотные временные сигналы $x_n(t)$, где n - номер антенного элемента, для всех баз, образованных опорной $n=0$ и всеми входящими в решетку антеннами $n=1...N$, в полосе приема, во много раз превышающей ширину спектра одиночного сигнала передатчика;

2. Синхронно преобразуют сигналы $x_n(t)$ в цифровые сигналы $x_n(z)$, где z - номер временного отсчета сигнала, которые синхронно регистрируют;

3. Восстанавливают комплексные временные спектры синхронно зарегистрированных сигналов каждой антенны

$$\dot{S}_n(f) = F_t\{x_n(z)\},$$

где $F_t\{ \dots \}$ - оператор прямого Фурье-преобразования по времени, а f - номер частотного отсчета, то есть входные сигналы разбиваются на элементарные частотные каналы;

4. Используя комплексные временные спектры сигналов $\dot{S}_n(f)$, в каждом

частотном канале с номером f определяют азимутальную комплексную синтезированную диаграмму по следующей формуле

$$\dot{D}_f(d_m) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_f(n) \cdot d_n(m) \cdot \psi_m(f, n),$$

где $d_n(m)$ - диаграмма направленности n -й антенны, $m=0...M-1$ - текущий номер узла сетки по азимуту, M - число узлов по азимуту, а $\psi_m(f, n)$ - модельная

фазирующая функция, зависящая от конфигурации антенной решетки;

5. По максимумам квадрата модуля комплексной синтезированной диаграммы определяют

$$|\dot{D}_f(d_m)|^2$$

азимутальные α_{mo} пеленги и посредством сравнения с энергетическим порогом принимают решение об обнаружении сигналов в каждом частотном канале с номером f . После этого объединением каналов с совпадающими пеленгами определяют полосу частот сигнала каждого передатчика, одновременно попадающего в текущую полосу приема.

Из приведенного описания следует, что способ-прототип выполняет обнаружение и определение пеленгов независимо в каждом частотном канале полосы приема. Учитывая, что в условиях априорной неопределенности относительно ширины полосы частот обнаруживаемых сигналов ширина элементарных частотных каналов выбирается в несколько раз уже самого узкополосного сигнала, подлежащего обнаружению, способу-прототипу присущ ряд недостатков:

- широкополосные одночастотные псевдослучайные сигналы с малой спектральной плотностью мощности в непрерывной полосе частот не обнаруживаются и не пеленгуются, что снижает эффективность обнаружения и пеленгования;

- широкополосный многочастотный сигнал, имеющий несколько разнесенных по частоте максимумов, то есть дискретно-непрерывную полосу частот, обнаруживается как несколько сигналов, что приводит к необходимости нахождения нескольких пеленгов вместо одного, их идентификации и усреднения, то есть также снижает эффективность обнаружения и пеленгования.

Кроме того, применение в способе-прототипе энергетического порога обнаружения сигнала в каждом частотном канале приводит к ряду недостатков:

- при увеличении порога измеренная ширина полосы спектра обнаруженного сигнала оказывается уже реально существующей, что приводит к потере части энергии и, следовательно, к снижению точности пеленгования узкополосных и широкополосных многочастотных сигналов,

- при уменьшении порога возможно ложное обнаружение и пеленгование шумовых компонент, приводящее к увеличению непроизводительных вычислительных затрат, то есть к снижению эффективности обнаружения и пеленгования.

Таким образом, способ-прототип не обеспечивает эффективного обнаружения и точного определения двумерного пеленга и частоты по широкополосным сигналам с малой спектральной плотностью мощности, использующим три основных вида широкополосной модуляции [3, стр. 10]:

- модуляция несущей частоты цифровой кодовой последовательностью с частотой следования символов, во много раз превосходящей ширину полосы информационного сигнала;

- модуляция путем сдвига, скачков несущей частоты в дискретные моменты времени на величину, задаваемую кодовой последовательностью;

- линейная частотная модуляция импульсов, в результате которой частота несущей изменяется в широкой полосе частот за время, равное длительности импульса.

Задача, решаемая изобретением, - повышение эффективности и точности определения азимутальных и угломестных пеленгов на источники широкополосных (одночастотных и многочастотных) сигналов с малой спектральной плотностью мощности.

Повышение эффективности и точности определения азимутальных и угломестных пеленгов на источник сигналов достигается за счет использования взаимных корреляционных связей между пространственными амплитудно-фазовыми распределениями спектральных плотностей в пределах полосы частот, занимаемой одночастотным или многочастотным спектром сигнала отдельного передатчика.

Технический результат достигается тем, что в способе обнаружения множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема и определения двумерного пеленга и частоты сигналов их излучения, включающем когерентный прием, когерентный перенос на более низкую частоту, синхронное преобразование в цифровую форму и синхронную регистрацию принятых одночастотных и многочастотных сигналов для всех баз, образованных опорной и всеми входящими в N-элементную решетку антеннами, в полосе приема, во много раз превышающей ширину спектра одиночного сигнала передатчика, восстановление с использованием преобразования Фурье комплексных временных спектров синхронно зарегистрированных сигналов

опорной $\dot{s}_0(f)$ и каждой n-й антенны $\dot{s}_n(f)$, где $n=1...N$, согласно изобретению из восстановленных комплексных временных спектров сигналов опорной $\dot{s}_0(f)$ и каждой n-й антенны $\dot{s}_n(f)$ формируют взаимные спектральные плотности $\dot{v}_n(f) = \dot{s}_n(f) \cdot \dot{s}_0^*(f)$ и комплексные коэффициенты взаимной корреляции спектральной плотности $\dot{v}_n(f)$ на каждой частоте f принятых сигналов со спектральными плотностями $\dot{v}_n(f')$ на всех остальных частотах f' полосы приема по формуле

$$\dot{k}(f, f') = \frac{\sum_n \dot{v}_n(f) \cdot \dot{v}_n^*(f')}{\sqrt{\sum_n |\dot{v}_n(f)|^2 \cdot \sum_n |\dot{v}_n^*(f')|^2}},$$

сравнивают модули $|\dot{k}(f, f')|$ с

фиксированным порогом корреляции и сигналы с частотами, на которых превышен порог, объединяют в i-й сигнал и идентифицируют его как обнаруженный одночастотный сигнал с полосой частот δf_i , если полоса δf_i непрерывна, или как многочастотный сигнал с полосой частот δf_i , если полоса δf_i дискретно-непрерывна, принадлежащий одному передатчику с полосой частот δf_i , в каждой из выбранных полос δf_i вычисляют спектральные комплексные амплитуды сигнала

$$\dot{w}_i(f, n) = \sum_{\delta f_i} \dot{v}_n(f),$$

определяют реальную часть двумерного комплексного углового спектра каждого i-го сигнала

$$\text{Re}\{\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)\} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}\{\dot{w}_i(f, n) \times$$

$$x_{d_n(m, h)} \cdot \dot{\psi}_{m, h}^*(f, n)\},$$

где i - текущий номер сигналов передатчиков, обнаруженных в полосе приема, $d_n(m, h)$ - диаграмма направленности n-й антенны, $m=0...M-1$ - текущий номер узла сетки по азимуту, M - число узлов по азимуту, $h=0...H-1$ - текущий номер узла сетки наведения решетки по углу места, H - число узлов по углу места, $\dot{\psi}_{m, h}^*(f, n)$ -

модельная фазирующая функция, зависящая от конфигурации антенной, и по максимумам $\text{Re}\{\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)\}$ определяют

азимутальные $\alpha_{mo/}$ и угломестные β_{ho} пеленги каждого i-го передатчика, обнаруженного в полосе приема.

На чертеже приведена структурная схема устройства, в котором реализуется предложенный способ.

Устройство, в котором реализуется предложенный способ, включает последовательно соединенные антенную систему 1, многоканальное радиоприемное устройство 2, многоканальный АЦП 3, многопроцессорный вычислитель 4. Антенная система 1 содержит опорную антенну $n=0$ и $n=1...N$ антенн, объединенных в решетку. Многоканальное радиоприемное устройство 2 выполнено с общим гетеродином и с полосой пропускания каждого канала, во много раз превышающей ширину спектра одиночного сигнала передатчика. Общий гетеродин обеспечивает многоканальный когерентный прием сигналов, что является основным условием интерферометрической (голографической) регистрации комплексных сигналов волновых полей передатчиков. Широкая полоса пропускания каналов

устройства 2 необходима для одновременной многочастотной регистрации сигналов многих передатчиков. Кроме этого, устройство 2 обеспечивает подключение опорной антенны $n=0$ вместо любой из N антенн решетки для периодической калибровки каналов по внешнему источнику сигнала с целью устранения их амплитудно-фазовой неидентичности. Это необходимо в связи с тем, что нахождение пеленгов по реальной части синтезированной диаграммы направленности требует при его реализации выполнения двух условий:

- должны быть известны точные (с точностью до долей минимальной длины волны рабочего диапазона частот) координаты антенных элементов решетки относительно опорного элемента;

- должны быть учтены набег фаз в фидерах, если они различаются электрической длиной, и неидентичность и изменение во времени фазочастотных характеристик приемных трактов применяемых радиоприемных устройств.

Первое из этих условий легко выполняется путем простых измерений геометрии решетки. Второе условие может быть выполнено выравниванием характеристик фидеров и трактов на этапе изготовления устройства или путем специальных калибровочных процедур по специальному внутреннему или внешнему источнику сигнала в процессе его функционирования, что и реализовано в предлагаемом устройстве.

Минимальное число каналов устройства 2 равно двум. В этом случае один из каналов устройства 2 постоянно подключен к опорной антенне $n=0$, а второй канал последовательно во времени подключается к каждой из N антенн решетки. При этом реализуется более экономичный с точки зрения требуемого объема аппаратуры, но менее информативный метод последовательного синтеза углового спектра.

Многопроцессорный вычислитель 4 обеспечивает параллельную обработку многочастотных сигналов, принимаемых опорной антенной 0 и всеми N антеннами решетки.

Устройство работает следующим образом.

Многочастотные временные сигналы $x_n(t)$ с выхода антенной системы 1 от опорного антенного элемента ($n=0$) и от всех антенн, входящих в решетку ($n=1 \dots N$), поступают на входы радиоприемного устройства 2, где в полосе приема, во много раз превышающей ширину спектра одиночного сигнала передатчика, когерентно переносятся на более низкую частоту. С помощью АЦП 3 сигналы $x_n(t)$ синхронно преобразуются в цифровые сигналы $x_n(z)$, где n - номер антенного элемента, а z - номер временного отсчета сигнала, и синхронно регистрируются в многопроцессорном вычислителе 4.

В вычислителе 4 выполняются следующие действия:

1. Восстанавливают с использованием преобразования Фурье комплексные временные спектры сигналов опорной $\dot{S}_0(f) = F_t\{x_n(z)\}$ и каждой n -й антенны

$$\dot{S}_n(f) = F_t\{x_n(z)\}, \quad \text{где } F\{\dots\} -$$

оператор прямого Фурье-преобразования по времени, а f - номер частотного отсчета.

2. Формируют взаимные спектральные плотности $\dot{V}_n(f) = \dot{S}_n(f) \cdot \dot{S}_0^*(f)$ и

комплексные коэффициенты взаимной корреляции спектральной

плотности $\dot{V}_n(f)$ на каждой частоте f со

спектральными плотностями $\dot{V}_n(f')$ на

всех остальных частотах f' полосы приема по формуле

$$\dot{K}(f, f') = \frac{\sum_n \dot{V}_n(f) \cdot \dot{V}_n^*(f')}{\sqrt{\sum_n |\dot{V}_n(f)|^2 \cdot \sum_n |\dot{V}_n^*(f')|^2}}.$$

Отметим, что формирование взаимных спектральных плотностей и комплексных коэффициентов взаимной корреляции на каждой частоте f полосы приема есть не что иное, как одновременный (синхронный) анализ сигналов всех передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема, с целью их одновременного обнаружения.

При этом фактически производится проверка величины комплексной взаимной корреляции пространственных амплитудно-фазовых распределений спектральных плотностей $\dot{V}_n(f)$ сигналов,

принятых антенной решеткой на разных частотах полосы приема. Так, подставляя спектральную комплексную амплитуду

$$V_n(f) = A_f \exp\left\{j2\pi \frac{R \cdot f}{c} \cos(\beta_f) \cos(\alpha_f - \alpha_n)\right\},$$

где A_f - модуль спектральной комплексной амплитуды принимаемого сигнала на частоте f , R - радиус решетки, c - скорость света, β_f - направление прихода сигнала по углу места на частоте f , α_f - направление прихода сигнала по азимуту на частоте f , α_n - азимутальная координата n -й антенны решетки, в выражение для комплексного коэффициента взаимной корреляции, получаем

$$\dot{K}(f, f') = \frac{1}{N} \sum_n \exp\left\{j2\pi \frac{R}{c} f \cos \beta_f \cos(\alpha_f - \alpha_n) - f' \cos \beta_{f'} \cos(\alpha_{f'} - \alpha_n)\right\}.$$

Из этого выражения следует, что значение коэффициента взаимной корреляции зависит как от угловой близости анализируемых сигналов, так и от разности их частот f и f' . Например, для узкополосного сигнала $f \approx f'$ и при $\beta_f = \beta_{f'}$, $\alpha_f = \alpha_{f'}$ получаем

$$\dot{K}(f, f') = 1.$$

Для широкополосного сигнала при $\beta_f = \beta_{f'}$, $\alpha_f = \alpha_{f'}$ комплексный

коэффициент взаимной

корреляции $\dot{K}(f, f')$ зависит только от произведения $R(f-f')$ и, как можно показать, при расширении полосы сигнала модуль $|\dot{K}(f, f')|$ уменьшается до порогового значения, равного 0,7 при $|f-f'| \geq \frac{240}{R}$, МГц, что значительно

превышает ширину полосы пропускания каналов радиоприемного устройства. Например, для КВ диапазона при наиболее типичном значении $R=100$ м получаем $|f-f'| = 2,4$ МГц. Для УКВ диапазона при $R=1$ м получаем $|f-f'| = 240$ МГц, а при $R=0,5$ м соответственно $|f-f'| = 480$ МГц.

С другой стороны, можно показать, что при принятии решения об обнаружении сигнала на фоне шума с использованием критерия максимального правдоподобия значение порога корреляции не может быть меньше 0,5. При этом, чем меньше порог корреляции, тем выше вероятность ложной тревоги как за счет влияния шумов, так и за счет ошибочного объединения источников сигналов с близкими углами прихода.

В связи с этим порог корреляции должен лежать в интервале от 0,5 до 0,7 и может быть выбран фиксированным для всех источников сигналов, одновременно попадающих в текущую полосу приема. Отметим, при экспериментальной проверке предлагаемого метода в наиболее тяжелых условиях КВ диапазона определено оптимальное значение порога корреляции, равное 0,7.

3. Сравнивают модули $|\dot{K}(f, f')|$ с фиксированным порогом корреляции и сигналы с частотами, на которых превышен порог, объединяют в i -й сигнал и идентифицируют его как обнаруженный одночастотный сигнал с полосой частот δf_i , если полоса δf_i непрерывна, или как многочастотный сигнал с полосой частот δf_i , если полоса δf_i дискретно-непрерывна, принадлежащий одному передатчику с полосой частот δf_i , где $i=1...P$, а P - число обнаруженных передатчиков, из числа одновременно попадающих в текущую полосу приема.

В результате данной операции все частотные составляющие полосы приема, имеющие одинаковые амплитудно-фазовые распределения или, что эквивалентно, имеющие один и тот же угол прихода, будут идентифицированы как сигнал, принадлежащий одному передатчику, например, с условным номером $i=1$. Одновременно в состав сигнала передатчика с номером $i=2$ автоматически будут включены частотные составляющие полосы приема с другим углом прихода и т.д.

Это и есть одновременное (синхронное) обнаружение всех передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема.

4. В каждой из выбранных полос частот δf_i вычисляют спектральные комплексные амплитуды сигнала

$$\dot{W}_i(f, n) = \sum_{\delta f_i} \dot{V}_n(f), \quad \text{используя}$$

которые, определяют реальную часть двумерного комплексного углового спектра каждого i -го сигнала

$$\text{Re}\{\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)\} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}\{\dot{W}_i(f, n) \times$$

$$\dot{X}_{\alpha_m}(\alpha_m, h) \cdot \dot{\psi}_{\beta_h}(f, n)\},$$

где i - текущий номер сигналов передатчиков, обнаруженных в полосе приема, $d_n(m, h)$ - диаграмма направленности n -й антенны, $m=0...M-1$ - текущий номер узла сетки по азимуту, M - число узлов по азимуту, $h=0...H-1$ - текущий номер узла сетки наведения решетки по углу места, H - число узлов по углу места, а $\dot{\psi}_{\beta_h}(f, n)$ -

модельная фазирующая функция, зависящая от конфигурации антенной решетки.

Модельная фазирующая функция для частоты f , совпадающей со средней частотой полосы δf_i , обнаруженного в полосе приема i -го сигнала, хранится в памяти вычислителя 4 и может быть рассчитана, например, для кольцевой решетки в соответствии с выражением

$$\dot{\psi}_{\beta_h}(f, n) = \exp\left\{j2\pi \frac{R \cdot f}{c} \cos\left(\frac{\pi}{2H} h\right) \cos\left(\frac{2\pi}{M} m - \frac{2\pi}{N} n\right)\right\}$$

или получена экспериментально с использованием соответствующих калибровочных процедур.

Использование только реальной части комплексного углового спектра обеспечивает целый ряд положительных моментов:

- уменьшается ширина главного лепестка синтезированной диаграммы направленности,
- в синтезированной диаграмме уменьшается примерно в 2 раза количество интерференционных лепестков.

Более того, появляется возможность учета знака реальной части диаграммы

и, как следствие, из

диаграммы исключаются отрицательные интерференционные лепестки, которые не могли быть идентифицированы при определении двумерного пеленга на основе модуля комплексного углового спектра $|\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)|$, что повышает

помехоустойчивость пеленгования.

5. По

максимумам $\text{Re}\{\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)\}$ определяют

азимутальные α_{mo} и угломестные β_{ho} пеленги каждого i -го передатчика, обнаруженного в полосе приема.

Заявляемый способ обнаружения множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема, и определения двумерного пеленга и частоты сигналов их излучения за счет использования взаимных корреляционных связей между пространственными амплитудно-фазовыми

распределениями спектральных плотностей в пределах непрерывных полос частот, занимаемых многочастотными или в пределах дискретно-непрерывных полос частот занимаемых многочастотными спектрами сигналов передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема, обеспечивает:

- увеличение вероятности обнаружения в условиях амплитудных интерференционных замираний волнового поля из-за многолучевого распространения,
- различение на фоне шумов широкополосных псевдослучайных сигналов с малой спектральной плотностью мощности, и соответственно, повышение эффективности их обнаружения и пеленгования;
- уменьшение вероятности ложной тревоги по шумовым спектральным компонентам и, соответственно, сокращение непроизводительных вычислительных затрат, то есть повышение эффективности обнаружения и пеленгования;
- распознавание и усреднение всех разнесенных по частоте спектральных компонент широкополосного многочастотного сигнала на этапе обнаружения, то есть повышение эффективности и точности пеленгования,
- повышение точности определения границ ширины спектра сигнала, чем уменьшает потери энергии при усреднении комплексных амплитуд в пределах ширины его спектра и повышает точность пеленгования.

Источники информации

1. US, патент, 4 626 859, кл. G 01 S 5/04, 1986г.
2. US, патент, 4 641 143, кл. G 01 S 5/04, 3/16, G 06 G 7/19, 1987г.
3. Диксон Р.К. Широкополосные системы - М.: Связь, 1979.

Формула изобретения:

Способ обнаружения множества передатчиков, одновременно попадающих в текущую полосу приема, и определения двумерного пеленга и частоты сигналов их излучения, включающий когерентный прием, когерентный перенос на более низкую частоту, синхронное преобразование в цифровую форму и синхронную регистрацию принятых одночастотных и многочастотных сигналов для всех баз, образованных опорной и всеми входящими в N-элементную решетку антеннами, в полосе приема, во много раз превышающей ширину спектра одиночного сигнала передатчика, восстановление с использованием преобразования Фурье комплексных временных спектров синхронно зарегистрированных сигналов

опорной $\dot{s}_0(f)$ и каждой n-й антенны $\dot{s}_n(f)$, где $n = 1 \dots N$, отличающийся тем, что из восстановленных комплексных

временных спектров сигналов

опорной $\dot{s}_0(f)$ и каждой n-й антенны $\dot{s}_n(f)$ формируют взаимные спектральные плотности

$\dot{v}_n(f) = \dot{s}_n(f) \cdot \dot{s}_0^*(f)$ и комплексные коэффициенты взаимной корреляции спектральной плотности $\dot{v}_n(f)$ на каждой

частоте f принятых сигналов со спектральными плотностями $\dot{v}_n(f')$ на

всех остальных частотах f' полосы приема по формуле

$$\dot{k}(f, f') = \frac{\sum_n \dot{v}_n(f) \cdot \dot{v}_n^*(f')}{\sqrt{\sum_n |\dot{v}_n(f)|^2 \cdot \sum_n |\dot{v}_n^*(f')|^2}}$$

сравнивают модули $|\dot{k}(f, f')|$ с

порогом корреляции и сигналы с частотами, на которых превышен порог, объединяют в i-й сигнал и идентифицируют его как обнаруженный сигнал принадлежащий одному передатчику с полосой частот δf_i , в которой вычисляют спектральные комплексные амплитуды сигналов

$$\dot{w}_i(f, n) = \sum_{\delta f_i} \dot{v}_n(f),$$

используя которые определяют реальную часть двумерного комплексного углового спектра сигналов

$$\text{Re}\{\dot{D}_i(\alpha_m, \beta_h)\} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}[\dot{w}_i(f, n) \times$$

$$\times d_n(m, h) \cdot \dot{\psi}_{m, h}^*(f, n)],$$

где $d_n(m, h)$ - диаграмма направленности n-й антенны;

$m = 0 \dots M - 1$ - текущий номер узла сетки по азимуту;

M - число узлов по азимуту;

$h = 0 \dots H - 1$ - текущий номер узла сетки наведения решетки по углу места;

H - число узлов по углу места;

$\dot{\psi}_{m, h}(f, n)$ - модельная фазирующая

функция, зависящая от конфигурации антенной решетки, и по максимумам $\text{Re}\{D_i(\alpha_m, \beta_h)\}$ определяют

азимутальные α_{m0} и угломестные β_{h0} пеленги i-х сигналов

передатчиков, обнаруженных в полосе приема.