



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ**

**(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21)(22) Заявка: 2016109203/07, 15.03.2016

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
15.03.2016

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 15.03.2016

(45) Опубликовано: 27.12.2016 Бюл. № 36

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: RU 2319976 C1, 20.03.2008. RU 2439603 C1, 10.01.2012. RU 2413236 C1, 27.02.2011. RU 2477551 C1, 10.03.2013. WO 2008051204 A2, 02.05.2008. EP 1601989 A1, 07.12.2005. WO 2005116682 A1, 27.06.2004.

Адрес для переписки:

170026, г. Тверь, наб. Афанасия Никитина, 32,  
Бюро изобретательства, Бренеру Б.А.

(72) Автор(ы):

**Зайцев Андрей Германович (RU)**

(73) Патентообладатель(и):

**Федеральное государственное бюджетное учреждение "Центральный научно-исследовательский институт Войск воздушно-космической обороны Минобороны России (ФГБУ "ЦНИИ ВВКО Минобороны России") (RU)**

**(54) СПОСОБ ПОИСКА ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЙ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ**

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано в системах радиоконтроля. Достижимый технический результат - повышение эффективности поиска источников излучения, сигналы которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры и/или одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля. Указанный результат достигается за счет того, что способ поиска источников излучений (ИИ) сложных сигналов включает когерентный прием сигналов ИИ пространственно-разнесенными приемными

каналами, синхронное преобразование принятых сигналов в цифровую форму и дальнейшую их обработку в цифровом приемном устройстве с целью обнаружения сигналов ИИ, их частотно-временной локализации и идентификации, определения пеленгов ИИ, при этом до обработки принятого сигнала в цифровом приемном устройстве выполняют цифровое формирование М диаграмм направленностей (ДН) таким образом, что луч каждой i-й ДН ориентирован в направлении i-го ИИ, а в направлении оставшихся М-1 ИИ формируются "нули" ДН. 1 з.п. ф-лы, 6 ил.

**RU 2 605 691 C1**

**RU 2 605 691 C1**



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(19) **RU** (11) **2 605 691** (13) **C1**

(51) Int. Cl.  
*G01S 7/36* (2006.01)

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21)(22) Application: **2016109203/07, 15.03.2016**

(24) Effective date for property rights:  
**15.03.2016**

Priority:

(22) Date of filing: **15.03.2016**

(45) Date of publication: **27.12.2016** Bull. № 36

Mail address:

**170026, g. Tver, nab. Afanasija Nikitina, 32, Bjuro izobretatelstva, Breneru B.A.**

(72) Inventor(s):

**Zajtsev Andrej Germanovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Federalnoe gosudarstvennoe bjudzhetnoe uchrezhdenie "TSentralnyj nauchno-issledovatel'skij institut Vojsk vozdušno-kosmicheskoj oborony Minoborony Rossii (FGBU "TSNII VVKO Minoborony Rossii") (RU)**

(54) **METHOD OF SEARCHING FOR COMPOSITE SIGNALS RADIATION SOURCES**

(57) Abstract:

FIELD: radio engineering.

SUBSTANCE: invention relates to radio engineering and can be used in radio monitoring systems. Said result is achieved by that the method of searching for sources of radiation (SR) of composite signals involves coherent reception of SR signals by spatially spaced apart receiving channels, synchronous conversion of the received signals into digital format and their further processing in a digital receiving device for the SR signals detection, their frequency-time tracking and identification, determination of the SR bearings, herewith before processing the received signal

in the digital receiving device performed is digital formation of M directional diagrams (DD) so, that a beam of each i-th DD is oriented in the direction of the i-th SR, and in the direction of the remaining M-1 SRs "zeros" of DD are formed.

EFFECT: technical result is the increase of efficiency of searching for radiation sources, signals of which have overlapping energy spectra and/or are simultaneously registered by spatially spaced apart receiving channels of a radio monitoring complex.

1 cl, 6 dwg

**RU 2 605 691 C 1**

**RU 2 605 691 C 1**

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано в системах радиоконтроля с антенными решетками для поиска радиоэлектронных средств (РЭС), являющихся источниками излучения (ИИ).

5 Известен способ поиска РЭС [1], основанный на регистрации сигнала принимаемого антенной решеткой (АР) с последующим восстановлением его углового спектра на основании применения процедуры преобразования Фурье. Недостатком известного способа является невозможность его использования для пеленгования нескольких ИИ, сигналы которых одновременно присутствуют в рабочей полосе частот приемного устройства.

10 Известен способ поиска РЭС [2] выбранный в качестве прототипа, включающий когерентный прием сигналов ИИ пространственно-разнесенными приемными каналами, синхронное преобразование принятых сигналов в цифровую форму и дальнейшую их обработку в цифровом приемном устройстве с целью обнаружения сигналов ИИ, их частотно-временной локализации и идентификации, определения пеленгов ИИ.

15 Применение способа прототипа в реальных условиях поиска ИИ со сложными сигналами выявило его низкую эффективность, обусловленную низкой помехозащищенностью вследствие отсутствия процедур пространственной фильтрации сигналов ИИ на этапе их обнаружения и наличия возможных взаимных помех, создаваемых ИИ, сигналы которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры  
20 и/или одновременно регистрируются приемными элементами пространственно-разнесенных приемных каналов комплекса радиоконтроля.

Поэтому существенным недостатком наиболее близкого способа-прототипа [2] является относительно узкая область его возможного практического применения, определяемая тем, что наличие сигналов ИИ, имеющих перекрывающиеся  
25 энергетические спектры и/или одновременно регистрируемых пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля, приводит к снижению величины отношения сигнал/помеха + шум в контролируемой полосе частот приемного устройства по обнаруживаемому ИИ и, как следствие, к снижению вероятности правильного обнаружения, являющейся показателем эффективности поиска  
30 радиоэлектронных средств (РЭС) в контролируемой зоне пространства.

Задачей, на решение которой направлено изобретение, является расширение области его практического применения и создание способа поиска ИИ (поиска РЭС) использование которого в комплексах радиоконтроля повысит эффективность поиска РЭС, в условиях, когда сигналы ИИ имеют перекрывающиеся энергетические спектры  
35 и/или одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля.

Техническим результатом изобретения является повышение эффективности поиска ИИ, сигналы которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры и/или одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами  
40 комплекса радиоконтроля.

Главный лепесток диаграммы направленности антенны - лепесток ДН антенны, в пределах которого излучение антенны максимально [3, стр. 22].

Луч (антенной решетки) - главный лепесток ДН АР [4, стр. 3].

"Нуль" диаграммы направленности антенны - специально создаваемая область  
45 диаграммы направленности антенны с относительно низким уровнем излучения/приема.

Поставленная задача решается, а требуемый технический результат достигается тем, что в известном способе прототипе поиска ИИ сложных сигналов (в нашем случае РЭС излучающие сигналы), включающий когерентный прием сигналов ИИ пространственно-

разнесенными приемными каналами, образующими линейную эквидистантную антенную решетку (АР), синхронное преобразование принятых сигналов в цифровую форму и дальнейшую их обработку в цифровом приемном устройстве с целью обнаружения сигналов ИИ, их частотно-временной локализации и идентификации, определения пеленгов ИИ, дополнительно, до упомянутой обработки в цифровом приемном устройстве, по мере поступления отсчетов сигналов регистрируемых каналами АР, выполняют вычисление вектора комплексных коэффициентов  $\Lambda = \|\Lambda_i\|_{i=1}^{2M}$ , где  $M$  - число ИИ, устанавливающих амплитудно-фазовое распределение (АФР) сигналов каждого из ИИ относительно опорного канала АР в соответствии со следующими рекуррентными уравнениями

$$\Lambda(k) = \Lambda(k, k-1) + \frac{1}{2\sigma_0^2} \mathbf{K}^\Lambda(k) \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \frac{1}{N-L} \sum_{l=0}^{N-L} \mathbf{X}_l(k) - \mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right];$$

$$\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \Lambda(k-1);$$

$$\left[ \mathbf{K}^\Lambda(k) \right]^{-1} = \left[ \mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) \right]^{-1} + \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right]^+;$$

$$\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \mathbf{K}^\Lambda(k-1) \mathbf{g}_\Lambda^+ + \mathbf{I},$$

где  $\Lambda = \|\Lambda_m\|_{m=1}^{2M}$  - вектор комплексных коэффициентов с элементами

$\Lambda_m = |\Lambda_m| \exp(j\Delta\varphi_m)$ ,  $\Lambda_{m+M} = \overline{\Lambda_m}$ ,  $m = \overline{1, M}$ ;  $\Delta\varphi_m$  - значение фазы  $m$ -го комплексного элемента  $\Lambda_m$ , определяемое наклоном волнового фронта сигнала  $m$ -го ИИ относительно опорного канала АР;  $A_m$  - комплексная амплитуда сигнала  $m$ -го ИИ на опорном канале

АР;  $\mathbf{X}_l(k) = \|x_{n+l}(k)\|_{n=1}^L$  - комплексный цифровой вектор сигнала, формируемый из пространственных отсчетов  $x_n(k)$ , регистрируемых последовательно расположенными  $L$  ( $L < N$ ) каналами АР относительно ее канала с номером "1+l" (опорного канала) в  $k$ -й момент времени;  $\Lambda(k)$ ,  $\Lambda(k, k-1)$  - текущее и экстраполированное значение вектора комплексных коэффициентов  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{K}^\Lambda(k)$ ,  $\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1)$  - матрицы дисперсии ошибок фильтрации и экстраполяции вектора  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{g}_\Lambda$  - матрица пересчета приращений вектора  $\Lambda$  для  $k$ -го шага наблюдения на следующий шаг;

$\mathbf{H}(\Lambda) = \mathbf{H}_1(\Lambda) \mathbf{H}_2(\Lambda)$  - матрица параметрической модели входного сигнала;

$\mathbf{H}_1(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=1}^M$  - матрица векторов  $\Lambda_m = \|\Lambda_m^{n-1}\|_{n=1}^L$ ,  $m = \overline{1, M}$  устанавливающих фазовое распределение сигнала  $m$ -го ИИ относительно опорного канала АР;

$\mathbf{H}_2(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=M+1}^{2M}$  - вектор комплексных амплитуд сигналов ИИ на опорном канале

АР;  $\mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)}$  - значение матрицы параметрической модели входного сигнала

для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $\mathbf{H}' = \frac{\partial}{\partial \Lambda} \mathbf{H}^+(\Lambda)$  - матрица крутиз

измерителя АФР сигналов ИИ;  $\mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k,k-1)}$  - значение матрицы крутизн измерителя

АФР сигналов ИИ для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $2\sigma_0^2$  - мощность  
 5 внутренних шумов каналов АР;  $\mathbf{I}$  - единичная матрица; "+" - знак эрмитого сопряжения;  
 "j" - мнимая единица, N - число каналов АР, далее, по установившемуся значению

$\Lambda = \lim_{k \rightarrow \infty} \Lambda(k)$ , вычисляют M векторов комплексных весовых коэффициентов АР

10  $\mathbf{W}_i = \left\| \mathbf{w}_n^i \right\|_{n=1}^L$ ,  $i = \overline{1, M}$ , где L - число каналов АР, обеспечивающих раздельное цифровое  
 формирование M диаграмм направленностей (ДН) в направлении M ИИ, когда луч  
 каждой i-й ДН ориентирован в направлении i-го ИИ, а "нули" i-й ДН ориентированы  
 в направлении оставшихся M-1 ИИ, в соответствии с формулой

$$15 \quad \mathbf{W}_i = \left( \mathbf{I} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M |A_m^i|^2 \mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^+ \right)^{-1} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^*, \quad i = \overline{1, M},$$

20 где  $\mathbf{W}_i = \left\| \mathbf{w}_n^i \right\|_{n=1}^L$  - вектор комплексных весовых коэффициентов формирования i-й

ДН;  $\mathbf{r}_m = \left\| \Lambda_m^{n-1} \right\|_{n=1}^L$  - вектор фазового распределения сигнала m-го ИИ на L каналах АР;

25  $\mathbf{A}_i = \text{diag} \left( A_n^i \right)$  - диагональная матрица амплитудного распределения i-го вектора  
 комплексных коэффициентов;  $A_n^i$  - значение коэффициента, определяющего амплитудное  
 распределение вектора комплексных весовых коэффициентов на n-м канале АР для  
 формирования ДН в направлении i-го ИИ; "\*" - знак комплексного сопряжения, и, по  
 30 вычисленным значениям векторов комплексных весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_i$ ,  $i = \overline{1, M}$ ,  
 осуществляют раздельное цифровое формирование упомянутых M ДН.

Кроме того, требуемый технический результат достигается тем, что цифровое  
 формирование i-й ДН в направлении i-го ИИ выполняют по следующей формуле

$$35 \quad \mathbf{Z}_i = \mathbf{G} \mathbf{W}_i, \quad i = \overline{1, M}, \quad \text{где } \mathbf{Z}_i = \left\| z_l^i \right\|_{l=1}^{N-L+1} \text{ - вектор пространственных отсчетов}$$

$z_l^i = \sum_{n=0}^{L-1} x_{n+i} w_{n+1}^i$  комплексного цифрового сигнала на выходе i-й АР;  $\mathbf{G} = \left\| \mathbf{X}_n \right\|_{n=1}^{N-L+1}$  -

40 матрица составленная из векторов  $\mathbf{X}_n = \left\| x_{n+l} \right\|_{l=0}^{L-1}$ , формируемых из пространственных  
 отсчетов сигнала  $x_n$ , регистрируемых N канальной АР, начиная с n-го;  $x_n$  - комплексная  
 цифровая амплитуда сигнала, регистрируемая n-м каналом АР;  $w_n^i$  - измеренное значение  
 комплексного весового коэффициента n-го канала АР для формирования i-й ДН.

45 Введение дополнительных процедур по измерению вектора комплексных  
 коэффициентов  $\Lambda = \left\| \Lambda_i \right\|_{i=1}^{2M}$ , устанавливающих АФР сигналов каждого из ИИ  
 относительно опорного канала АР с последующим расчетом M векторов комплексных

весовых коэффициентов AP  $\mathbf{W}_i = \left\| w_n^i \right\|_{n=1}^L$ ,  $i = \overline{1, M}$ , где L (L < N) - число каналов AP,

обеспечивающих отдельное цифровое формирование M диаграмм направленностей (ДН) в направлении M ИИ, когда луч каждой i-й ДН ориентирован в направлении i-го ИИ, а "нули" i-й ДН ориентированы в направлении оставшихся M-1 ИИ и отдельного цифрового формирования упомянутых M ДН позволяет повысить отношение сигнал/помеха + шум в полосе частот приемного устройства комплекса радиоконтроля для сигналов ИИ с перекрывающимися энергетическими спектрами и/или одновременно регистрируемых пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля. Следствием этого является расширение области применения изобретения и создание способа поиска ИИ, при использовании которого к комплексам радиоконтроля, будет осуществляться поиск ИИ, сигналы которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры и/или одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса, с большей эффективностью.

Сущность изобретения поясняется на примере комплекса радиоконтроля, который содержит N блоков приемных каналов AP, являющихся пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля, N блоков преобразователей частоты, N блоков аналого-цифровых преобразователей (АЦП), блок диаграммообразующей схемы (ДОС), блок вычислителя амплитудно-фазовых распределений (АФР), блок вычислителя векторов весовых коэффициентов (ВВК), N блоков цифровых приемных устройств. При этом выходы N блоков приемных элементов AP последовательно, через соответствующие блоки преобразователей частоты, соединены со входами соответствующих блоков АЦП. Выходы N блоков АЦП параллельно соединены с соответствующими входами блока ДОС, образующих первую группу входов блока ДОС, и соответствующими входами блока вычислителя АФР.

Блок ДОС содержит M блоков ЦАР. Группы входов каждого блока ЦАР параллельно соединены между собой, являются первой группой входов блока ДОС. Каждый из блоков ЦАР содержит N-L+1 блоков РПК. Каждый i-й блок РПК содержит L блоков комплексного взвешивания сигналов и блок L-входного сумматора. При этом первые входы блоков комплексного взвешивания сигналов i-го блока РПК соединены с выходом соответствующих блоков АЦП и образуют первую группу входов i-го блока РПК. Группы первых входов блоков РПК являются первой группой входов блока ЦАР.

Вторые входы блоков комплексного взвешивания сигналов i-го блока РПК соединены с соответствующими выходами блока вычислителя ВВК и образуют вторую группу входов i-го блока РПК. Группы вторых входов блоков РПК являются второй группой входов блока ЦАР.

Выходы каждого из блоков комплексного взвешивания сигналов i-го блока РПК соединены с соответствующим входом блока L-входного сумматора. Выход L-входного сумматора i-го блока РПК является выходом i-го блока РПК. Выходы N-L+1 блоков РПК i-го блока ЦАР образуют группу выходов i-го блока ЦАР. Группа выходов i-го блока ЦАР образуют i-ю группу выходов блока ДОС.

Группа выходов блока вычислителя АФР соединена с группой входов блока вычислителя ВВК. Группа выходов блока вычислителя ВВК соединена со второй группой входов блока ДОС. Каждая из M групп выходов блока ДОС соединена с группой входов соответствующего блока цифрового приемного устройства.

Для изложения сути заявляемого способа поиска ИИ сложных сигналов комплексом

радиоконтроля считаем, что в заданном пространственном секторе находятся ИИ с априорно неизвестными пространственными координатами. Процесс поиска ИИ состоит в когерентном приеме АР временного сигнала  $x_n(t)$ , где  $n$  - номер канала АР, с последующей синхронной регистрацией и преобразованием в цифровой вид для обнаружения сигналов ИИ и определения (оценки) характеристик ИИ (частотный диапазон и вид закона модуляции сигнала ИИ, азимут ИИ, тип ИИ и т.д.), осуществляемых в соответствующем блоке цифрового приемного устройства.

Совокупность пространственных отсчетов  $x_n$ ,  $n = \overline{1, N}$  (здесь и далее для удобства изложения опущена временная зависимость пространственного отсчета  $x_n(t)$  от времени)

образуют вектор входного сигнала комплекса радиоконтроля  $\mathbf{X} = \left\| x_n \right\|_{n=1}^N$ , где  $N$  - количество каналов АР, который является аддитивной смесью сигналов ИИ и внутренних шумов приемных каналов АР

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{S}_m + \boldsymbol{\eta}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{X} = \left\| x_n \right\|_{n=1}^N$  - вектор входного сигнала;  $\mathbf{S}_m = \left\| s_{mn} \right\|_{n=1}^N$  - вектор сигнала  $m$ -го ИИ, регистрируемый приемными элементами каналов АР;  $\boldsymbol{\eta} = \left\| \eta_n \right\|_{n=1}^N$  - вектор внутренних шумов приемных каналов АР.

В соответствии с [6, стр. 119], эффективность радиоконтроля определяется вероятностью правильного обнаружения  $D$  сигналов, источники которых находятся в контролируемой зоне пространства. Вероятность правильного обнаружения сигналов ИИ, в процессе ведения радиоконтроля, рассчитывается в соответствии с формулой [6, стр. 120]

$$D = \int_{h_0}^{\infty} v \exp\left(-\frac{1}{2}(v^2 + q)\right) I_0(v\sqrt{q}) dv, \quad (8)$$

где  $D$  - вероятность правильного обнаружения сигналов;  $h_0$  - порог обнаружения;  $q$  - отношение сигнал/шум в полосе частот блока приемного устройства;  $I_0(\cdot)$  - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Рассматривается наихудшая ситуация, когда сигналы ИИ принимаются одновременно и имеют в текущей полосе поиска перекрывающиеся энергетические спектры. В этом случае взаимное наложение энергетических спектров одновременно принимаемых сигналов позволяет рассматривать их как один из видов взаимных помех процессу поиска ИИ, приводящий к снижению отношения сигнал/помеха + шум и, как следствие, к ухудшению эффективности радиоконтроля [6, стр. 119].

В заявляемом способе, повышение эффективности радиоконтроля для указанной ситуации, выполняется за счет повышения отношения сигнал/помеха + шум по обнаруживаемому сигналу. Это достигается на основе формирования отдельных пространственных каналов, осуществляющих прием сигналов с направлений, определяемых пространственным положением каждого из ИИ, т.е. отдельный пространственный прием сигналов каждого из ИИ находящихся в зоне контроля, с одновременным подавлением остальных сигналов, ИИ которых не соответствующих

направлению текущего отдельного пространственного приема.

Отличительная особенность заявляемого способа заключается в том, что он позволяет сформировать отдельные пространственные каналы приема в направлении ИИ в условиях априорной неопределенности относительно их числа и пространственного положения.

Отдельный пространственный канал (РПК), осуществляет прием сигнала  $i$ -го ИИ за исключением сигналов  $M-1$  ИИ, из  $M$  ИИ, присутствующих в контролируемой зоне пространства ( $i$ -й РПК). Он строится как диаграмма направленности цифровой антенной решетки (ДН ЦАР) имеющая  $M-1$  "нулей" ориентированных в направлении  $M-1$ -го ИИ, за исключением  $i$ -го, в направлении которого формируется главный лепесток ее ДН. Цифровое формирование ДН ЦАР, соответствующей  $i$ -му РПК, осуществляется в блоке РПК в соответствии с формулой [7, стр. 13]

$$\mathbf{Z}_i = \mathbf{G}\mathbf{W}_i, \quad i = \overline{1, M}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{Z}_i = \left\| z_l^i \right\|_{l=1}^{N-L+1}$  - вектор пространственных отсчетов  $z_l^i = \sum_{n=0}^{L-1} x_{n+l} w_{n+1}^i$  комплексного

цифрового сигнала на выходе  $i$ -й АР;  $\mathbf{G} = \left\| \mathbf{X}_n \right\|_{n=1}^{N-L+1}$  - матрица составленная из векторов

$\mathbf{X}_n = \left\| x_{n+l} \right\|_{l=0}^{L-1}$ , формируемых из пространственных отсчетов сигнала  $x_n$ , регистрируемых  $N$  канальной АР, начиная с  $n$ -го;  $x_n$  - комплексная цифровая амплитуда сигнала,

регистрируемая  $n$ -м каналом АР;  $w_n^i$  - измеренное значение комплексного весового

коэффициента  $n$ -го канала АР для формирования  $i$ -й ДН.

Всего в блоке ДОС формируется  $M$  РПК - по числу сигналов ИИ. Каждый РПК формирует  $N-L+1$  ДН ЦАР, для образования каждой из которых используются  $L$  пространственных приемных каналов АР комплекса, сдвинутых друг относительно друга на расстояние, равное шагу АР комплекса радиоконтроля. Это позволяет  $i$ -му РПК сформировать на своем выходе  $N-L+1$  пространственных отсчетов сигнала  $i$ -го ИИ, которые поступают в блок цифрового приемного устройства.

По условию заявляемого способа, каждая из ДН ЦАР  $i$ -го РПК, формируемых в блоке ДОС, формирует "нули" в направлении  $M-1$ -го ИИ за исключением  $i$ -го, в направлении которого формируется главный лепесток ее ДН. Формирование ДН ЦАР при обработке принимаемого сигнала в соответствии с формулой (2) осуществляется на основании построения распределения амплитуд и фаз по пространственным приемным каналам, являющимся ВВК ЦАР. Значение ВВК, соответствующее  $i$ -му РПК

$\mathbf{W}_i = \left\| w_n^i \right\|_{n=1}^L$  и формирующее ДН ЦАР, луч которой ориентирован в направлении  $i$ -го

ИИ, а в направлении  $M-1$ -го ИИ (за исключением  $i$ -го) формируются "нули", вычисляется в блоке вычислителя ВВК по формуле

$$\mathbf{W}_i = \left( \mathbf{I} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M |A_m|^2 \mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^+ \right)^{-1} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^*, \quad i = \overline{1, M}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{W}_i = \left\| w_n^i \right\|_{n=1}^L$  - вектор комплексных весовых коэффициентов формирования  $i$ -й

ДН;  $\mathbf{r}_m = \left\| \Lambda_m^{n-1} \right\|_{n=1}^L$  - вектор фазового распределения сигнала m-го ИИ на L каналах AP;

$\mathbf{A}_i = \text{diag} \left( A_n^i \right)$  - диагональная матрица амплитудного распределения i-го вектора

5 комплексных коэффициентов;  $A_n^i$  - значение коэффициента, определяющего амплитудное распределение вектора комплексных весовых коэффициентов на n-м канале AP для формирования ДН в направлении i-го ИИ; "\*" - знак комплексного сопряжения.

Значение вектора комплексных весовых коэффициентов, вычисленное в соответствии с формулой (3), когда  $\mathbf{r}_m = \left\| \exp \left[ j(n-1) \Delta \varphi_m \right] \right\|_{n=1}^L$ , максимизирует отношение сигнал/

помеха + шум в полосе частот блока цифрового приемного устройства [8, стр. 81].

В соответствии с формулой (3) для формирования вектора комплексных весовых коэффициентов требуются оценки АФР, создаваемых сигналами каждого из ИИ на приемных элементах AP (пространственных каналов приема). Вычисление отдельных оценок АФР выполняется в блоке вычислителя АФР. Процесс вычисления построен рекуррентно, по мере поступления цифровых пространственных отсчетов сигнала  $x_n(k)$ , регистрируемого пространственными приемными каналами комплекса радиоконтроля в k-й момент времени, в соответствии со следующими рекуррентными

$$\Lambda(k) = \Lambda(k, k-1) + \frac{1}{2\sigma_0^2} \mathbf{K}^\Lambda(k) \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \frac{1}{N-L} \sum_{l=0}^{N-L} \mathbf{X}_l(k) - \mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right]; \quad (4)$$

$$25 \quad \Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \Lambda(k-1); \quad (5)$$

$$\left[ \mathbf{K}^\Lambda(k) \right]^{-1} = \left[ \mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) \right]^{-1} + \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right]^+; \quad (6)$$

$$30 \quad \mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \mathbf{K}^\Lambda(k-1) \mathbf{g}_\Lambda^+ + \mathbf{I}, \quad (7)$$

где  $\Lambda = \left\| \Lambda_m \right\|_{m=1}^{2M}$  - вектор комплексных коэффициентов с элементами

$\Lambda_m = |\Lambda_m| \exp(j\Delta\varphi_m)$ ,  $\Lambda_{m+M} = A_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ ;  $\Delta\varphi_m$  - значение фазы m-го комплексного элемента  $\Lambda_m$ , определяемое наклоном волнового фронта сигнала m-го ИИ относительно опорного канала AP;  $A_m$  - комплексная амплитуда сигнала m-го ИИ на опорном канале

AP;  $\mathbf{X}_l(k) = \left\| x_{n+l}(k) \right\|_{n=1}^L$  - комплексный цифровой вектор сигнала, формируемый из пространственных отсчетов  $x_n(k)$ , регистрируемых последовательно расположенными L ( $L < N$ ) каналами AP относительно ее канала с номером "1+l" (опорного канала) в k-й момент времени;  $\Lambda(k)$ ,  $\Lambda(k, k-1)$  - текущее и экстраполированное значение вектора комплексных коэффициентов  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{K}^\Lambda(k)$ ,  $\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1)$  - матрицы дисперсии ошибок фильтрации и экстраполяции вектора  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{g}_\Lambda$  - матрица пересчета приращений вектора  $\Lambda$  для k-го шага наблюдения на следующий шаг;

$\mathbf{H}(\Lambda) = \mathbf{H}_1(\Lambda)\mathbf{H}_2(\Lambda)$  - матрица параметрической модели входного сигнала;

$\mathbf{H}_1(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=1}^M$  - матрица векторов  $\Lambda_m = \|\Lambda_m^{n-1}\|_{n=1}^L$ ,  $m = \overline{1, M}$  устанавливающих фазовое

распределение сигнала  $m$ -го ИИ относительно опорного канала АР;  $\mathbf{H}_2(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=M+1}^{2M}$

- вектор комплексных амплитуд сигналов ИИ на опорном канале АР;  $\mathbf{H}(\Lambda)|_{\Lambda=\Lambda(k,k-1)}$

- значение матрицы параметрической модели входного сигнала для экстраполированной

оценки вектора  $\Lambda$ ;  $\mathbf{H}' = \frac{\partial}{\partial \Lambda} \mathbf{H}^+(\Lambda)$  - матрица крутизн измерителя АФР сигналов ИИ;

$\mathbf{H}'(\Lambda)|_{\Lambda=\Lambda(k,k-1)}$  - значение матрицы крутизн измерителя АФР сигналов ИИ для

экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $2\sigma_0^2$  - мощность внутренних шумов каналов АР;  $\mathbf{I}$  - единичная матрица; "+" - знак эрмитого сопряжения; "j" - мнимая единица,  $N$  - число каналов АР.

Результатом решения уравнений (4)-(5) является вектор  $\Lambda = \|\Lambda_m\|_{m=1}^{2M}$ , устанавливающий АФР сигналов каждого из ИИ относительно опорного канала АР, что позволяет сформировать требуемые векторы  $\mathbf{r}_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ . В выражении (3) значения

коэффициента  $A_n^i$  по элементам АР, выбирается из условия обеспечения уровня ее

бокового излучения. Отметим, что отличительной особенностью алгоритма, представленного разностными уравнениями (4)-(5), является отдельная оценка АФР сигналов ИИ в условии априорной неопределенности относительно числа и пространственного положения [9].

В соответствии с (2) показателем, характеризующим эффективность заявляемого способа поиска РЭС, являющихся ИИ, рассматривается величина вероятности правильного обнаружения случайного сигнала, являющимся нормальным случайным процессом [10, стр. 84] с равномерно распределенной случайной фазой на фоне взаимных помех и внутреннего шума пространственных приемных каналов [10, стр. 140]

$$D = F^{1+q}, \quad (8)$$

где  $D$  - вероятность правильного обнаружения;  $F$  - вероятность ложной тревоги;  $q$  - отношение сигнал/помеха + шум в полосе частот блока цифрового приемного устройства.

Для процесса обнаружения сигнала  $m$ -го ИИ по способу-прототипу при наличии  $M-1$ -го сигнала, действующих в полосе частот блока цифрового приемного устройства, величина отношения сигнал/помеха + шум определяется формулой [6, стр. 120]

$$q = \frac{q_m}{1 + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M q_l}, \quad (9)$$

где  $q_m = \frac{P_m}{P_0}$  - отношение сигнал/шум для m-го ИИ;  $q_l = \frac{P_l}{P_0}$  - отношение сигнал/

шум для l-го ИИ, являющимся помеховым по отношению к m-му;  $P_{m(i)}$ ,  $P_0$  - мощности

m (l)-го ИИ и внутреннего шума приемных каналов соответственно.  
Для процесса обнаружения сигнала m-го ИИ по заявляемому способу, формирование РПК в направлении m-го ИИ, при наличии сигналов M-1-го ИИ, обеспечивает отношение сигнал/помеха + шум в полосе частот блока цифрового приемного устройства определяемое формулой [8, стр. 83]

$$q_{opt} = q_m \mathbf{r}_m^+ \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{r}_m, \quad (10)$$

где  $\mathbf{r}_m = \left\| \Lambda_m^{n-1} \right\|_{n=1}^L$ ,  $\Lambda_m = \exp[j\Delta\varphi_m]$  - вектор фазового распределения сигнала m-го

ИИ регистрируемого каналами АР;  $\mathbf{R}_{nn}$  - корреляционная матрица сигналов ИИ, являющихся помеховыми для m-го и внутренних шумов приемных каналов АР.

Корреляционная матрица  $\mathbf{R}_{nn}$  в (10) определяется в соответствии в формулой [11, стр. 328]

$$\mathbf{R}_{nn} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M P_l \mathbf{r}_l \mathbf{r}_l^+ + P_0 \mathbf{I}, \quad (11)$$

где  $P_l$ ,  $\mathbf{r}_l = \left\| \exp[j(n-1)\Delta\varphi_l] \right\|_{n=1}^L$  - мощность и вектор фазового распределения

сигнала l-го ИИ на регистрируемого пространственными каналами приема;  $P_0$  - мощность внутренних шумов пространственных приемных каналов;  $\mathbf{I}$  - единичная матрица.

Отношение  $K_q = \frac{q_{opt}}{q}$  является коэффициентом, показывающим выигрыш в отношении сигнал/помеха + шум в полосе блока цифрового приемного устройства по заявляемому способу. С учетом (9), (10) [6, стр. 123]

$$K_q = L \left( 1 + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M q_l \alpha_l \right) \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M \frac{1}{\lambda_l}, \quad (12)$$

где  $q_l$  - характеризует отношение помеха/шум для l-го помехового воздействия;  $\alpha_l$  - относительная доля энергии сигнала m-го ИИ пораженного l-й помехой;  $\lambda_l$  - l-е собственное число матрицы  $\mathbf{R}_{nn}$ .

Подставляя (9), (10) в (8) и учитывая (12), коэффициент  $K^D = \frac{D_{opt}}{D}$ , устанавливающий величину повышения эффективности комплекса радиоконтроля по заявляемому способу по показателю "вероятность правильного обнаружения сигнала" (формула (8)) может быть рассчитан в соответствии с формулой

$$K^D = \frac{D_{opt}}{D} = F^{-\frac{q(K_q-1)}{(1+q)(1+K_qq)}}, \quad (13)$$

5 где  $D_{opt} = F^{\frac{1}{1+q_{opt}}}$ .

Таким образом заявляемый способ позволяет в  $K_q$  ( $K_q > 1$ ) раз повысить отношение сигнал/помеха + шум в полосе частот приемного устройства комплекса радиоконтроля, когда сигналы ИИ имеют перекрывающиеся энергетические спектры и/или  
 10 одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля. Следствием этого является расширение области применения изобретения и создание способа поиска ИИ, использование которого в комплексах радиоконтроля позволяет в  $K^D$  ( $K^D > 1$ ) раз повысить эффективность поиска ИИ, сигналы  
 15 которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры и/или одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса.

Заявляемый способ поиска ИИ поясняется чертежами, представленными на фиг. 1-4, и графиками, представленными на фиг. 5, 6.

На фиг. 1 представлена электрическая структурная схема комплекса радиоконтроля, реализующий заявляемый способ поиска ИИ.  
 20

На фиг. 2 представлена электрическая структурная схема блока диаграммообразующей схемы (ДОС).

На фиг. 3 представлена электрическая структурная схема блока цифровой антенной решетки (ЦАР).

На фиг. 4 представлена электрическая структурная схема блока отдельного пространственного канала (РПК).  
 25

На фиг. 5 представлены результаты имитационного моделирования работы блока вычислителя амплитудно-фазовых распределений для  $M=3$ , когда источники излучений располагались под углами  $\theta_1=-40^\circ$ ,  $\theta_2=10^\circ$ ,  $\theta_3=30^\circ$  относительно нормали к антенной  
 30 решетке.

На фиг. 6 представлена диаграмма направленности АР, формируемая блоком цифровых антенных решеток в направлении ИИ, находящегося под углом  $\theta_2=10^\circ$  относительно нормали к АР, при  $M=3$ .

Цифрами на фиг. 1-4 обозначены:  
 35

1 - блок приемного элемента антенной решетки (АР), образованной пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля;

2 - блок преобразователя частоты;

3 - блок аналого-цифрового преобразователя (АЦП);

40 4 - блок вычислителя амплитудно-фазовых распределений (АФР);

5 - блок вычислителя векторов весовых коэффициентов (ВВК);

6 - блок диаграммообразующей схемы (ДОС);

7 - блок цифрового приемного устройства;

8 - блок цифровой антенной решетки (ЦАР);

45 9 - блок отдельных пространственных каналов (РПК);

10 - блок комплексного взвешивания сигналов;

11 - блок L-входного сумматора.

Комплекс радиоконтроля (фиг. 1) содержит N блоков 1 приемных элементов АР, являющихся пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса

радиоконтроля, TV блоков 2 преобразователей частоты, N блоков 3 аналого-цифровых преобразователей (АЦП), блок 6 диаграммообразующей схемы (ДОС), блок 4 вычислителя амплитудно-фазовых распределений (АФР), блок 5 вычислителя векторов весовых коэффициентов (ВВК), N блоков 7 цифровых приемных устройств. При этом выходы N блоков 1 приемных элементов АР последовательно, через соответствующие блоки 2 преобразователей частоты, соединены со входами соответствующих блоков 3 АЦП. Выходы N блоков 3 АЦП параллельно соединены с соответствующими входами блока 6 ДОС, образующих первую группу входов блока 6 ДОС, и соответствующими входами блока 4 вычислителя АФР.

Блок 6 ДОС (фиг. 2) содержит M блоков 8 ЦАР. Группы входов каждого блока 8 ЦАР параллельно соединены между собой, являются первой группой входов блока 6 ДОС. Каждый из блоков 8 ЦАР (фиг. 3) содержит N-L+1 блоков 9 РПК. Каждый i-й блок 9 РПК (фиг. 4) содержит L блоков 10 комплексного взвешивания сигналов и блок 11 L-входного сумматора. При этом первые входы блоков 10 комплексного взвешивания сигналов i-го блока 9 РПК соединены с выходом соответствующих блоков 3 АЦП и образуют первую группой входов i-го блока 9 РПК. Группы первых входов блоков 9 РПК являются первой группой входов блока 8 ЦАР.

Вторые входы блоков 10 комплексного взвешивания сигналов i-го блока 9 РПК соединены с соответствующими выходами блока 5 вычислителя ВВК и образуют вторую группой входов i-го блока 9 РПК. Группы вторых входов блоков 9 РПК является второй группой входов блока 8 ЦАР.

Выходы каждого из блоков 10 комплексного взвешивания сигналов i-го блока 9 РПК соединены с соответствующим входом блока 11 L-входного сумматора. Выход L-входного сумматора i-го блока 9 РПК является выходом i-го блока 9 РПК. Выходы N-L+1 блоков 9 РПК i-го блока 8 ЦАР образуют группу выходов i-го блока 8 ЦАР. Группа выходов i-го блока 8 ЦАР образуют i-ю группу выходов блока 3 ДОС.

Группа выходов блока 4 вычислителя АФР соединена с группой входов блока 5 вычислителя ВВК. Группа выходов блока 5 вычислителя ВВК соединена со второй группой входов блока 6 ДОС. Каждая из M групп выходов блока 6 ДОС соединена с группой входов соответствующего блока 7 цифрового приемного устройства.

Блок 1 приемного элемента АР предназначен для приема (регистрацию) сигналов ИИ, может быть выполнен, например, в виде печатной антенны [12, с. 268].

Блок 2 преобразователя частоты предназначен для переноса временного спектра сигналов, регистрируемых приемными элементами комплекса радиоконтроля, в область низких частот, может быть выполнен в виде ключевого DSB-смесителя реализованного, например, на базе микросхемы 74НС4053 [13].

Блок 3 аналого-цифрового преобразования предназначен для преобразования принятого сигнала ИИ в цифровую форму, может быть выполнен, например, на базе submodule ADM214x10M [14].

Блок 4 вычислителя амплитудно-фазовых распределений предназначен для вычисления амплитудно-фазовых распределений сигналов каждого из ИИ создаваемых ими на приемных элементах АР в соответствии с разностными уравнениями

$$\Lambda(k) = \Lambda(k, k-1) + \frac{1}{2\sigma_0^2} \mathbf{K}^\Lambda(k) \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \frac{1}{N-L} \sum_{l=0}^{N-L} \mathbf{X}_l(k) - \mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right];$$

$$\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \Lambda(k-1);$$

$$[\mathbf{K}^\Lambda(k)]^{-1} = [\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1)]^{-1} + \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right]^+;$$

$$\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \mathbf{K}^\Lambda(k-1) \mathbf{g}_\Lambda^+ + \mathbf{I},$$

5

где  $\Lambda = \|\Lambda_m\|_{m=1}^{2M}$  - вектор комплексных коэффициентов с элементами

$\Lambda_m = |\Lambda_m| \exp(j\Delta\varphi_m)$ ,  $\Lambda_{m+M} = A_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ ;  $\Delta\varphi_m$  - значение фазы  $m$ -го комплексного элемента  $\Lambda_m$ , определяемое наклоном волнового фронта сигнала  $m$ -го ИИ относительно опорного канала АР;  $A_m$  - комплексная амплитуда сигнала  $m$ -го ИИ на опорном канале

10

АР;  $\mathbf{X}_l(k) = \|x_{n+l}(k)\|_{n=1}^L$  - комплексный цифровой вектор сигнала, формируемый из пространственных отсчетов  $x_n(k)$ , регистрируемых последовательно расположенными  $L$  ( $L < N$ ) каналами АР относительно ее канала с номером "1+l" (опорного канала) в  $k$ -й момент времени;  $\Lambda(k)$ ,  $\Lambda(k, k-1)$  - текущее и экстраполированное значение вектора

15

комплексных коэффициентов  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{K}^\Lambda(k)$ ,  $\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1)$  - матрицы

20

дисперсии ошибок фильтрации и экстраполяции вектора  $\Lambda$  соответственно;  $\mathbf{g}_\Lambda$  - матрица пересчета приращений вектора  $\Lambda$  для  $k$ -го шага наблюдения на следующий шаг;

$\mathbf{H}(\Lambda) = \mathbf{H}_1(\Lambda) \mathbf{H}_2(\Lambda)$  - матрица параметрической модели входного сигнала;

25

$\mathbf{H}_1(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=1}^M$  - матрица векторов  $\Lambda_m = \|\Lambda_m^{n-1}\|_{n=1}^L$ ,  $m = \overline{1, M}$  устанавливающих фазовое распределение сигнала  $m$ -го ИИ относительно опорного канала АР;

$\mathbf{H}_2(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=M+1}^{2M}$  - вектор комплексных амплитуд сигналов ИИ на опорном канале

30

АР;  $\mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)}$  - значение матрицы параметрической модели входного сигнала для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $\mathbf{H}' = \frac{\partial}{\partial \Lambda} \mathbf{H}^+(\Lambda)$  - матрица крутизн измерителя

35

АФР сигналов ИИ;  $\mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)}$  - значение матрицы крутизн измерителя АФР

сигналов ИИ для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $2\sigma_0^2$  - мощность внутренних шумов каналов АР;  $\mathbf{I}$  - единичная матрица; "+" - знак эрмитого сопряжения; "j" - мнимая единица,  $N$  - число каналов АР, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34].

40

Блок 5 вычислителя векторов весовых коэффициентов предназначен для вычисления вектора весовых коэффициентов ЦАР в соответствии с формулой

45

$$\mathbf{W}_i = \left( \mathbf{I} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M |A_m|^2 \mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^+ \right)^{-1} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^*, \quad i = \overline{1, M},$$

где  $\mathbf{W}_i = \left\| w_n^i \right\|_{n=1}^L$  - вектор комплексных весовых коэффициентов формирования  $i$ -й

ДН;  $\mathbf{r}_m = \left\| \Lambda_m^{n-1} \right\|_{n=1}^L$  - вектор фазового распределения сигнала  $m$ -го ИИ на  $L$  каналах АР;

$\mathbf{A}_i = \text{diag} \left( A_n^i \right)$  - диагональная матрица амплитудного распределения  $i$ -го вектора

комплексных коэффициентов;  $A_n^i$  - значение коэффициента, определяющего амплитудное распределение вектора комплексных весовых коэффициентов на  $n$ -м канале АР для формирования ДН в направлении  $i$ -го ИИ; "\*" - знак комплексного сопряжения, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [13, с. 34].

Блок 6 диаграммообразующей схемы предназначен для реализации пространственной обработки сигналов  $M$  ИИ, регистрируемых АР комплекса радиоконтроля, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34].

Блок 7 цифрового приемного устройства, предназначен для обработка цифровых сигналов с целью обнаружения сигналов ИИ их частотно-временной локализации и идентификации, определения пеленгов ИИ, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34].

Блок 8 цифровых антенных решеток предназначен для реализации пространственной обработки сигнала  $i$ -го ИИ из числа находящихся в контролируемой зоне пространства и регистрируемого АР комплекса радиоконтроля, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с.34].

Блок 9 раздельного пространственного канала, предназначен для формирования диаграммы направленности цифровой антенной решетки в соответствии с формулой

$$\mathbf{Z}_i = \mathbf{G} \mathbf{W}_i, \quad i = \overline{1, M},$$

где  $\mathbf{Z}_i = \left\| z_l^i \right\|_{l=1}^{N-L+1}$  - вектор пространственных отсчетов  $z_l^i = \sum_{n=0}^{L-1} x_{n+l} w_{n+1}^i$  комплексного

цифрового сигнала на выходе  $i$ -й АР;  $\mathbf{G} = \left\| \mathbf{X}_n \right\|_{n=1}^{N-L+1}$  - матрица, составленная из векторов

$\mathbf{X}_n = \left\| x_{n+l} \right\|_{l=0}^{L-1}$ , формируемых из пространственных отсчетов сигнала  $x_n$ , регистрируемых  $N$  канальной АР, начиная с  $n$ -го;  $x_n$  - комплексная цифровая амплитуда сигнала,

регистрируемая  $n$ -м каналом АР;  $w_n^i$  - измеренное значение комплексного весового коэффициента  $n$ -го канала АР для формирования  $i$ -й ДН, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34].

Блок 10 комплексного взвешивания сигналов осуществляет умножение цифровых комплексных сигналов, поступающих на его соответствующие входы в соответствии с правилом

$$x_0 = x_1 \cdot x_2^*,$$

где  $x_0$  - сигнал на выходе блока комплексного взвешивания сигналов,  $x_1$  - сигнал на первом входе блока комплексного взвешивания сигналов,  $x_2$  - сигнал на втором входе

блока комплексного взвешивания сигналов, "\*" - знак комплексного сопряжения, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34];

5 блок 11 L-входовой сумматор, осуществляет суммирование цифровых комплексных сигналов поступающих на его входы в соответствии с правилом

$$x_0 = \sum_{i=1}^L x_i,$$

10 где  $x_0$  - сигнал на выходе L-входового сумматора;  $x_1$  - цифровой комплексный сигнал поступающий на 1-й вход L-входового сумматора, может быть реализован в цифровом процессоре обработки сигналов, например, микросхеме TMS320C6x [15, с. 34].

Работа комплекса радиоконтроля, функционирующего по предложенному способу, поясняется фиг. 1.

15 Пусть в пространственной зоне контроля комплекса находятся М РЭС, излучающие в течении времени Т сигналы (источники излучения). Сигналы, излучаемые РЭС, формируют на блоках 1 приемных элементах АР общий сигнал  $x(t)$ , являющийся аддитивной смесью сигналов ИИ и внутренних шумов приемных каналов

$$20 \mathbf{X}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{S}_m(t) + \boldsymbol{\eta}(t), \quad (14)$$

где  $\mathbf{X}(t) = \left\| x_n(t) \right\|_{n=1}^N$  - вектор пространственных отсчетов входного сигнала, принимаемый блоками 1 приемных элементов АР;  $\mathbf{S}_m(t) = \left\| s_n^m(t) \right\|_{n=1}^N$  - вектор пространственных отсчетов сигнала m-го ИИ, принимаемый блоками 1 приемных элементов АР;  $\boldsymbol{\eta}(t) = \left\| \eta_n(t) \right\|_{n=1}^N$  - вектор пространственных отсчетов внутренних шумов приемных каналов АР; N - число приемных элементов АР.

30 Пространственные отсчеты  $x_n(t)$ ,  $n = \overline{1, N}$  сигнала  $x(t)$  регистрируются N блоками 1 приемных элементов АР в моменты времени "k",  $k=0, 1, 2, \dots$  и через блоки 2 преобразователей частоты поступают на соответствующие блоки 3 АЦП. В N блоках 3 АЦП пространственные отсчеты  $x_n(k)$ ,  $n = \overline{1, N}$  сигнала  $x_n(t)$ ,  $n = \overline{1, N}$  для каждого момента времени "k" преобразуются в цифровую форму (оцифровываются). С N блоков 3 АЦП, оцифрованные пространственные отсчеты  $x_n(k)$ ,  $n = \overline{1, N}$ , упорядоченные в виде

40 вектора  $\mathbf{X}(k) = \left\| x_n(k) \right\|_{n=1}^N$  цифровых сигналов, поступают в блок 4 вычислителя АФР.

В блоке 4 вычислителя АФР в соответствии с формулами (4)-(7) вычисляются значения АФР, создаваемые сигналами каждого из ИИ на N блоках 1 приемных элементах АР.

45 Значения элементов  $\Lambda_m(k)$ ,  $m = \overline{1, M}$  комплексного вектора  $\boldsymbol{\Lambda}(k)$ , определяемых поканальным фазовым набегом  $\Delta\varphi(k)$ ,  $m = \overline{1, M}$  сигналов, ИИ которых находятся в пространственной зоне контроля, вычисляемые в блоке 4 вычислителя АФР для каждого

момента времени  $k$ , в виде вектора  $\Lambda(k)$  поступают в блок 5 вычислителя ВВК. В блоке 5 вычислителя ВВК для каждого момента времени  $k$  выполняется вычисление векторов ВВК  $W_m(k)$ ,  $m = \overline{1, M}$  для каждого из ИИ в соответствии с формулой (3)

настоящей заявки. Вычисленные в блоке 5 вычислителя ВВК значения  $W_m(k)$ ,  $m = \overline{1, M}$  через вторую группу входов блока 6 ДОС поступают на вторые группы входов соответствующих блоков 8 ЦАР. При этом, на вторую группу входов  $i$ -го блока 8 ЦАР поступает  $i$ -й ВВК  $W_i(k)$ . В  $i$ -м блоке 8 ЦАР  $i$ -й ВВК  $W_i(k)$  поступает на вторую группу входов каждого из  $N-L+1$  блоков 9 РПК. При этом, на первую группу входов  $i$ -го блока 9 РПК поступает упорядоченный вектор сигнала  $\mathbf{X}^i(k) = \left\| x_n(k) \right\|_{n=i}^{L+i-1}$ , образованный  $L$  пространственными отсчетами сигнала  $X(k)$  оцифрованных в  $N$  блоках 3 АЦП начиная с  $i$ -го. Обработка вектора  $\mathbf{X}^i(k)$  в каждом  $i$ -м блоке 9 РПК выполняется в соответствии с формулой (2). Т.е. в каждом  $i$ -м блоке 9 РПК выполняется цифровое формирование ДН, луч которой ориентирован в направлении  $i$ -го ИИ, а в направлении оставшихся  $M-1$  ИИ - нули ДН.

По истечении времени адаптации определяемое окончанием переходных процессов в блоке 4 вычислителя АФР, для установившегося значения комплексного вектора  $\Lambda$ , на выходе  $i$ -го блока 8 ЦАР формируются  $N-L+1$  пространственных отсчетов  $z_i^j$ , являющихся сигналами  $i$ -го ИИ принимаемые  $i$ -й ДН  $i$ -го блока 9 РПК, у которой луч ориентирован в направлении  $i$ -го ИИ, а в направлении  $M-1$  ИИ сформированы "нули". Это позволяет во входном сигнале каждого  $i$ -го блока 7 цифрового приемного устройства, представленного  $N-L+1$  пространственными отсчетами  $z_i^j$ , увеличить отношение сигнал/помеха + шум в  $K_q$  ( $K_q > 1$ ) раз, где  $K_q$  - коэффициент, характеризующий выигрыш в отношении сигнал/помеха + шум в анализируемой полосе частот блока 7 цифрового приемного устройства по заявляемому способу, вычисляемый в соответствии с формулой (12). Увеличение отношения сигнал/помеха + шум в  $K_q$  ( $K_q > 1$ ) на входе каждого из блоков 7 цифрового приемного устройства повышает эффективность поиска ИИ по показателю "вероятность правильного обнаружения сигнала ИИ" в  $K^D$ , ( $K^D > 1$ ) раз, где  $K^D$  - коэффициент, характеризующий величину повышения эффективности комплекса радиоконтроля по заявляемому способу, вычисляемый в соответствии с формулой (13).

На фиг. 5 представлены результаты цифрового моделирования работы блока 4 вычислителя АФР в виде временных графиков в прямоугольной системе координат, демонстрирующих процесс формирования оценок первых  $M$  элементов вектора фильтруемого процесса  $\Lambda(k)$ . По оси ординат отложены значения поканальных фазовых набегов, создаваемых сигналами ИИ на элементах АР (элементы  $\Lambda_i$ ,  $i = \overline{1, M}$ ), пересчитанные в значения угловых координат ИИ относительно ее нормали. По оси абсцисс - значения моментов времени " $k$ ". Моделировалась трехцелевая ситуация ( $M=3$ ), когда ИИ находились под углами  $\theta_1=-40^\circ$ ,  $\theta_2=10^\circ$ ,  $\theta_3=30^\circ$  относительно нормали к АР комплекса. В качестве антенны комплекса радиоконтроля рассматривалась

пятнадцати элементная АР N=15 при N-L, с шагом d равным  $d = \frac{c}{f_0}$ , где  $f_0$  -

5 центральная частота анализируемой полосы частот блока 7 цифрового приемного устройства; c - скорость света. Отношение сигнал/шум для ИИ составляло  $\alpha_i \sim 5$  дБ,

$i = \overline{1,3}$ . Полагалось, что поражение помехой энергетического спектра сигнала

составляло  $\alpha_i \sim 30\%$   $i = \overline{1,3}$ . Из представленных результатов следует, что блок 4

10 вычислителя АФР выполняет вычисление поканального фазового набега  $\Delta\varphi_i$ ,  $i = \overline{1,3}$  сигналов каждого из ИИ находящихся под углами  $\theta_1=-40^\circ$ ,  $\theta_2=10^\circ$ ,  $\theta_3=30^\circ$ , априорное положение которых по условию моделирования было неизвестно. В качестве опорного канала (канала относительно которого отсчитываются поканальные фазовые набег, создаваемые сигнала ИИ на элементах АР), рассматривался первый приемный канал

15 АР комплекса.

На фиг. 6 представлены результаты работы 2-го блока 9 РПК для моделируемой ситуации, представленные в виде ДН по мощности в прямоугольной системе координат, когда по оси абсцисс отложены значения угловой координаты ИИ, по оси ординат - ее нормированное значение. ВВК  $W_2$  блоков 9 РПК формировался в соответствии с

20 формулой (3) по результатам работы блока 4 вычислителя АФР. Как следует из представленной ДН по мощности, в направлении ИИ находящегося под углом  $\theta_2=10^\circ$  формируется главный лепесток ДН (луч ДН), а в отношении ИИ находящихся под углами  $\theta_1=-40^\circ$ ,  $\theta_3=30^\circ$  относительно нормали к АР - формируются "нули" ДН.

25 Для моделируемой ситуации, выполнение измерения АФР, создаваемых сигналами каждого из ИИ на пространственно-разнесенных приемных каналах, с последующим расчетом распределений цифровых комплексных амплитуд весовых коэффициентов по пространственным каналам, необходимых для отдельного цифрового формирования  $M=3$  ДН в направлении  $M=3$  ИИ, когда луч каждой i-й ДН ориентирован в направлении

30 i-го ИИ, а "нули" i-й ДН ориентированы в направлении оставшихся ИИ и отдельного формирования упомянутых  $M=3$  ДН, во входном сигнале блока 7 цифрового приемного устройства позволяет увеличить отношение сигнал/помеха + шум на  $\sim 11,7$  дБ, что обеспечивает увеличение эффективности поиска сигналов ИИ имеющих перекрывающиеся энергетические спектры в  $\sim 3,8$  раза при вероятности ложной тревоги

35  $F \sim 10^{-3}$ .

Таким образом заявляемый способ для моделируемой ситуации позволил на  $\sim 11,7$  дБ повысить отношение сигнал/помеха + шум в полосе частот приемного устройства комплекса радиоконтроля, когда сигналов ИИ имеют перекрывающиеся энергетические спектры с коэффициентом перекрытия  $\sim 30\%$  и одновременно регистрируются

40 пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса радиоконтроля. Следствием этого является расширение области применения изобретения и создание способа поиска ИИ, использование которого в комплексах радиоконтроля позволило в  $\sim 3,8$  раза повысить эффективность поиска ИИ, сигналы которых имеют перекрывающиеся энергетические спектры с коэффициентом перекрытия  $\sim 30\%$  и

45 одновременно регистрируются пространственно-разнесенными приемными каналами комплекса.

Источники информации

1. Патент US 3887923, кл. G01S 5/02, 1975 г.

2. Патент RU 2319976, кл. G01S 5/04, 2006 г.  
 3. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения.  
 4. ГОСТ 23282-91. Решетки антенные. Термины и определения.  
 5. Анго Андре. Математика для электро- и радиоинженеров / Андре Анго. М.: Наука, 1965. - 780 с.  
 6. Радзиевский В.Г. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта / В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. - М.: ИПРЖР, 2001. - 456 с.  
 7. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках / Л.Н. Григорьев. - М.: Радиотехника, 2010 г. - 141 с.  
 8. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. - М.: Радио и связь, 1986. - 448 с.  
 9. Зайцев А.Г. Алгоритм пространственного разделения коррелированных сигналов источников излучения / А.Г. Зайцев, В.М. Мачулин, И.П. Шепеть, С.В. Ягольников // Радиотехника. - 2001. - №5. - С. 92-95.  
 10. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации. / А.Е. Охрименко. - М.: Воен. издат-во, 1983. - 455 с.  
 11. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. - М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.  
 12. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника. - 2003. - 631 с.  
 13. <http://www.nxp.com>.  
 14. [www.insys.ru](http://www.insys.ru), [info@insys.ru](mailto:info@insys.ru), ЗАО "Инструментальные системы".  
 15. Остапенко А.Г. Цифровые процессоры обработки сигналов: Справочник. / А.Г. Остапенко, С.И. Лавлинский, А.Б. Сушков и др. - М.: Радио и связь, 264 с. - 1994.

#### Формула изобретения

1. Способ поиска источников излучений (ИИ) сложных сигналов, включающий когерентный прием сигналов ИИ пространственно-разнесенными приемными каналами, образующими линейную эквидистантную антенную решетку (АР), синхронное преобразование принятых сигналов в цифровую форму и дальнейшую их обработку в цифровом приемном устройстве с целью обнаружения сигналов ИИ, их частотно-временной локализации и идентификации, определения пеленгов ИИ, отличающийся тем, что дополнительно до упомянутой обработки в цифровом приемном устройстве по мере поступления отсчетов сигналов, регистрируемых каналами АР в каждом  $k$ -м моменте времени, выполняют вычисление вектора комплексных коэффициентов

$\Lambda = \|\Lambda_i\|_{i=1}^{2M}$ , где  $M$  - число ИИ, устанавливающих амплитудно-фазовое распределение (АФР) сигналов каждого из ИИ относительно опорного канала АР в соответствии со следующими рекуррентными уравнениями

$$\Lambda(k) = \Lambda(k, k-1) + \frac{1}{2\sigma_0^2} \mathbf{K}^\Lambda(k) \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \frac{1}{N-L} \sum_{l=0}^{N-L} \mathbf{X}_l(k) - \mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right];$$

$$\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \Lambda(k-1);$$

$$\left[ \mathbf{K}^\Lambda(k) \right]^{-1} = \left[ \mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) \right]^{-1} + \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \left[ \mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)} \right]^+;$$

$$\mathbf{K}^\Lambda(k, k-1) = \mathbf{g}_\Lambda \mathbf{K}^\Lambda(k-1) \mathbf{g}_\Lambda^+ + \mathbf{I},$$

где  $\Lambda = \|\Lambda_m\|_{m=1}^{2M}$  - вектор комплексных коэффициентов с элементами  $\Lambda_m = |\Lambda_m| \exp(j\Delta\varphi_m)$ ,  $\Lambda_{m+M} = A_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ ;  $\Delta\varphi_m$  - значение фазы m-го комплексного элемента  $\Lambda_m$ , определяемое наклоном волнового фронта сигнала m-го ИИ относительно опорного канала AP;  $A_m$  - комплексная амплитуда сигнала m-го ИИ на опорном канале AP;  $\mathbf{X}_i(k) = \|x_{n+l}(k)\|_{n=1}^L$  - комплексный цифровой вектор сигнала, формируемый из пространственных отсчетов, регистрируемых последовательно расположенными L ( $L < N$ ) каналами AP относительно ее канала с номером "1+1" (опорного канала) в k-й момент времени;  $\Lambda(k)$ ,  $\Lambda(k, k-1)$  - текущее и экстраполированное значение вектора комплексных коэффициентов  $\Lambda$  соответственно;  $K^\Lambda(k)$ ,  $K^\Lambda(k, k-1)$  - матрицы дисперсии ошибок фильтрации и экстраполяции вектора  $\Lambda$  соответственно;  $g_\Lambda$  - матрица пересчета приращений вектора  $\Lambda$  для k-го шага наблюдения на следующий шаг;  $H(\Lambda) = H_1(\Lambda)H_2(\Lambda)$  - матрица параметрической модели входного сигнала;  $H_1(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=1}^M$  - матрица векторов  $\Lambda_m = \|\Lambda_m^{n-1}\|_{n=1}^L$ ,  $m = \overline{1, M}$ , устанавливающих фазовое распределение сигнала m-го ИИ относительно опорного канала AP;  $H_2(\Lambda) = \|\Lambda_m\|_{m=M+1}^{2M}$  - вектор комплексных амплитуд сигналов ИИ на опорном канале AP;  $\mathbf{H}(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)}$  - значение матрицы параметрической модели входного сигнала для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $\mathbf{H}' = \frac{\partial}{\partial \Lambda} \mathbf{H}^+(\Lambda)$  - матрица крутизн измерителя АФР сигналов ИИ;  $\mathbf{H}'(\Lambda) \Big|_{\Lambda=\Lambda(k, k-1)}$  - значение матрицы крутизн измерителя АФР сигналов ИИ для экстраполированной оценки вектора  $\Lambda$ ;  $2\sigma_0^2$  - мощность внутренних шумов каналов AP;  $\mathbf{I}$  - единичная матрица; "+" - знак эрмитого сопряжения; "j" - мнимая единица, N - число каналов AP, далее по установившемуся значению  $\Lambda = \lim_{k \rightarrow \infty} \Lambda(k)$  вычисляют M векторов комплексных весовых коэффициентов AP  $\mathbf{W}_i = \|w_n^i\|_{n=1}^L$ ,  $i = \overline{1, M}$ , где L - число каналов AP, обеспечивающих раздельное цифровое формирование M диаграмм направленностей (ДН) в направлении M ИИ, когда луч каждой i-й ДН ориентирован в направлении i-го ИИ, а "нули" i-й ДН ориентированы в направлении оставшихся M-1 ИИ, в соответствии с формулой

$$\mathbf{W}_i = \left( \mathbf{I} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M |A_m|^2 \mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^+ \right)^{-1} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^*, \quad i = \overline{1, M},$$

где  $\mathbf{W}_i = \|w_n^i\|_{n=1}^L$  - вектор комплексных весовых коэффициентов формирования i-й ДН;  $\mathbf{r}_m = \|\Lambda_m^{n-1}\|_{n=1}^L$  - вектор фазового распределения сигнала m-го ИИ на L каналах AP;  $\mathbf{A}_i = \text{diag}(A_n^i)$  - диагональная матрица амплитудного распределения i-го вектора комплексных коэффициентов;  $A_n^i$  - значение коэффициента, определяющего амплитудное распределение вектора комплексных весовых коэффициентов на n-м канале AP для

формировании ДН в направлении  $i$ -го ИИ; "\*" - знак комплексного сопряжения, и по вычисленным значениям векторов комплексных весовых коэффициентов  $W_i$ ,  $i = \overline{1, M}$  осуществляют раздельное цифровое формирование упомянутых  $M$  ДН.

2. Способ по п. 1, отличающийся тем, что цифровое формирование  $i$ -й ДН в направлении  $i$ -го ИИ выполняют по следующей формуле

$$\mathbf{Z}_i = \mathbf{G} \mathbf{W}_i, \quad i = \overline{1, M},$$

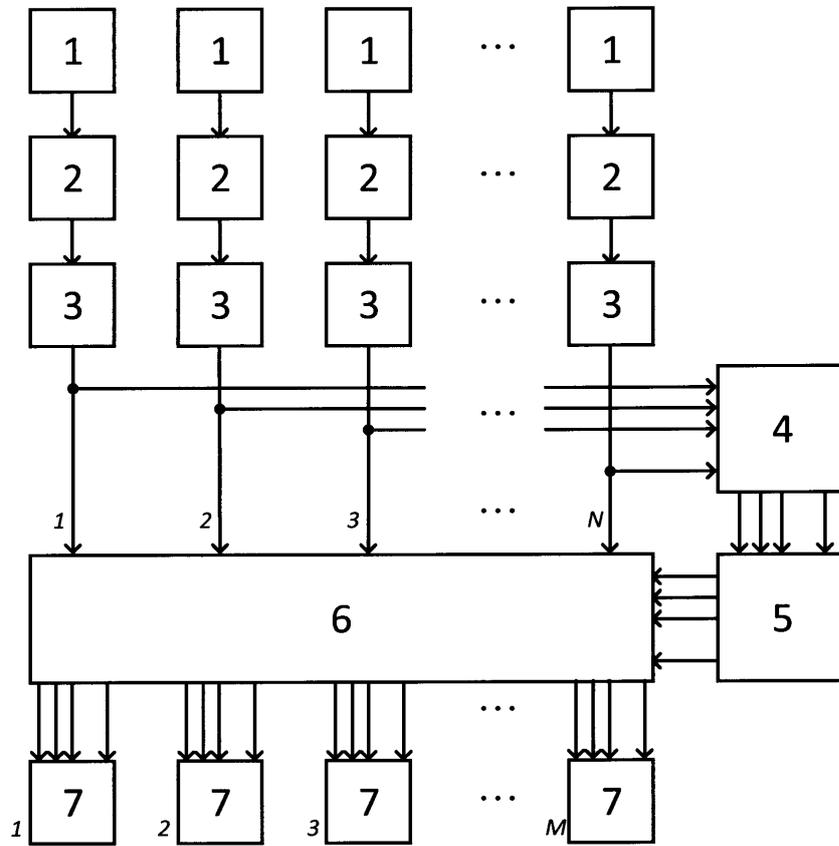
где  $\mathbf{Z}_i = \left\| z_l^i \right\|_{l=1}^{N-L+1}$  - вектор пространственных отсчетов  $z_l^i = \sum_{n=0}^{L-1} x_{n+l} w_{n+l}^i$  комплексного

цифрового сигнала на выходе  $i$ -й АР;  $\mathbf{G} = \left\| \mathbf{X}_n \right\|_{n=1}^{N-L+1}$  - матрица, составленная из векторов

$\mathbf{X}_n = \left\| x_{n+l} \right\|_{l=0}^{L-1}$ , формируемых из пространственных отсчетов сигнала  $x_n$ , регистрируемых  $N$ -канальной АР, начиная с  $n$ -го;  $x_n$  - комплексная цифровая амплитуда сигнала,

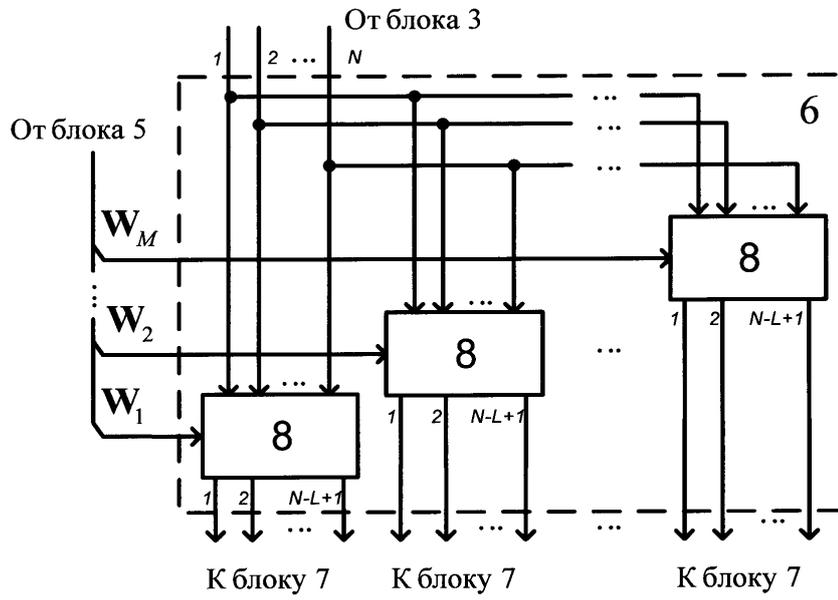
регистрируемая  $n$ -м каналом АР;  $w_n^i$  - измеренное значение комплексного весового коэффициента  $n$ -го канала АР для формирования  $i$ -й ДН.

Способ поиска источников излучений ...



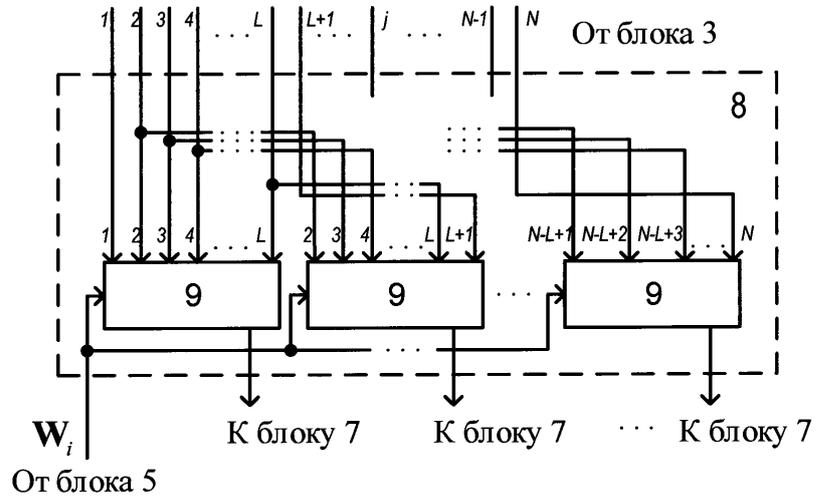
Фиг. 1

Способ поиска источников излучений ...



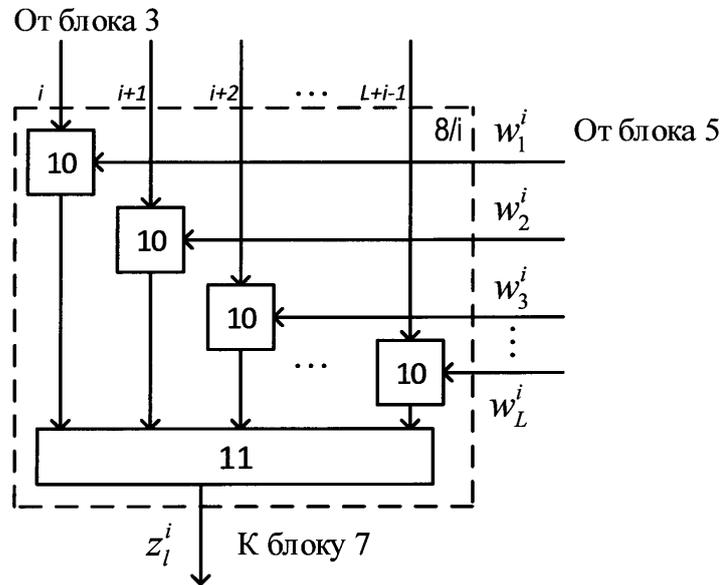
Фиг. 2

Способ поиска источников излучений ...

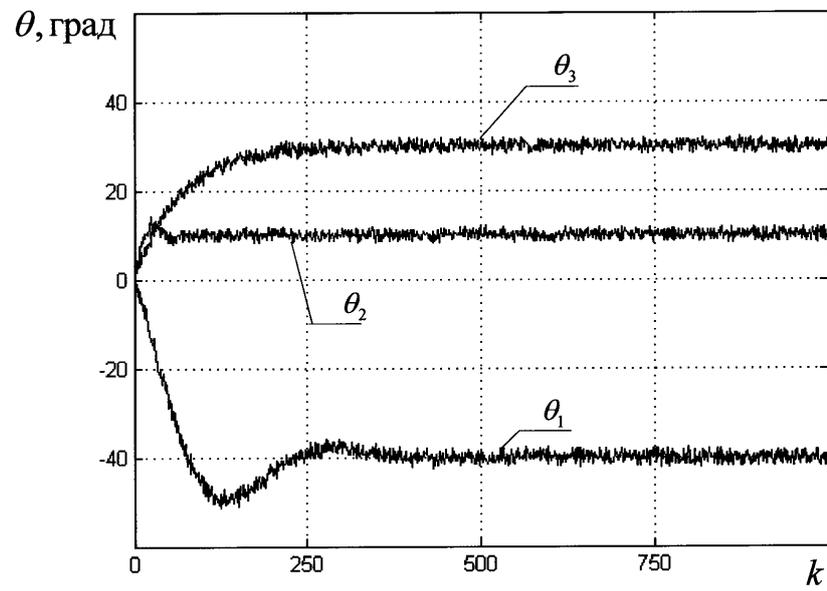


Фиг. 3

Способ поиска источников излучений ...

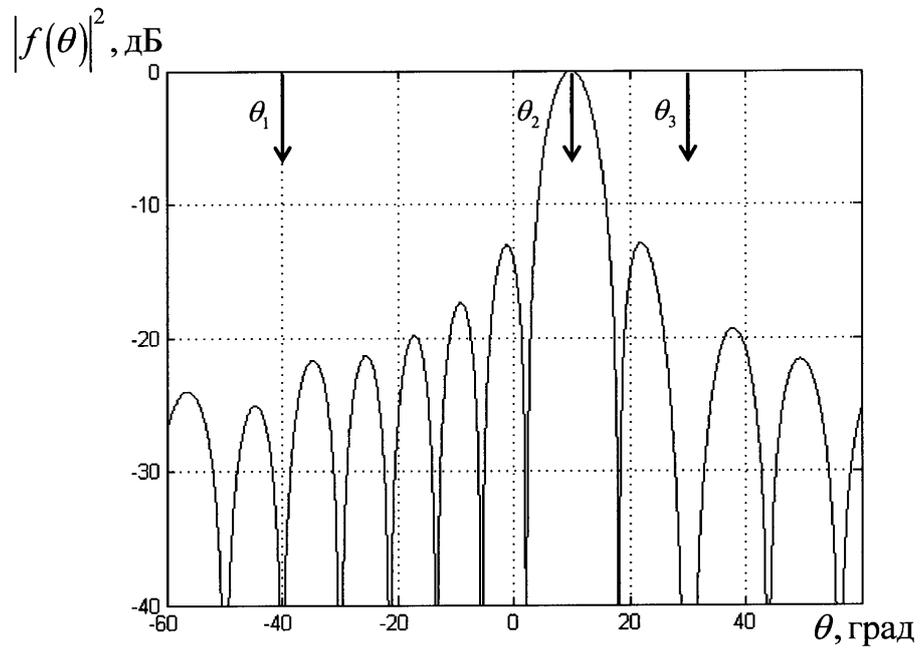


Фиг. 4



Фиг. 5

Способ поиска источников излучений ...



Фиг. 6