



УКРАЇНА

(19) UA (11) 56921 (13) A

(51) 7 G01S 13/02, G01S 13/06, G01S 13/48, G01S 13/74, G01S 13/86, G01S 13/87

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ

# ОПИС ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

Видається під  
відповідальність  
власника  
патенту

## (54) СПОСІБ НАДРЕЛЕЇВСЬКОГО РОЗРІЗНЕННЯ СИГНАЛІВ

1

2

(21) 2002119017

(22) 12 11 2002

(24) 15 05 2003

(46) 15 05 2003, Бюл. № 5, 2003 р.

(72) Слюсар Вадим Іванович, Тітов Ігор Володимирович, Сащук Ігор Миколайович

(73) Слюсар Вадим Іванович

(57) 1 Спосіб надрелеївського розділення сигналів, який для N-канальної лінійної антенної решітки полягає в тому, що над прийнятими сигналами в кожному з N каналів виконують операцію аналого-цифрового перетворення, за отриманими цифровими відліками напруг сигналів формують виіршувальну функцію за виразом

$$H(\theta) = \frac{1}{v^H(\theta) \cdot R^{-1} \cdot v(\theta)}$$

де  $\theta$  - одна з кутових координат, що вимірюється (в залежності від просторової орієнтації променя антенної решітки - азимут чи кут місця),

$v(\theta) = (1 \exp\{-2j\phi\} \dots \exp\{-2j(N-1)\phi\})^T$  - N-вимірний вектор, який характеризує фазовий розподіл, що відповідає очікуваному напрямку приходу сигналу,

$\phi = (\pi/\lambda) \cdot d \cdot \sin \theta$  - узагальнена кутова координата, яка характеризує фазове набігання між суміжними елементами вектора  $v(\theta)$ , що виникає через різницю відстаней розповсюдження сигналів між антенними елементами,

$()^T$  - операція ермітового транспонування,

$()^H$  - операція транспонування,

d - відстань між елементами антенної решітки,

$R = E\{\hat{y}(t)\hat{y}^H(t)\}$  - кореляційна матриця сигналів на виходах приймальних каналів антенної решітки, причому як кореляційну матрицю використовують її оцінку за S часовими відліками

$$\hat{R} = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \hat{y}_i \hat{y}_i^H$$

де  $y_i$  - N-компонентний вектор напруг сигналів N приймальних каналів антенної решітки,

далі відшукують локальні максимуми функції шляхом перебору можливих значень  $\theta$ , який відрізняється тим, що для розділення M сигналів, для яких відгуки виіршувальної функції  $H(\theta)$  зливаються в один локальний максимум,

відбирають 2M її значень  $H(\Psi_1), H(\Psi_2), \dots, H(\Psi_{2M})$ , які відповідають довільним узагальненим кутовим напрямкам  $\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_{2M}$  навколо локального максимуму, оцінюють узагальнені кутові координати  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{2M}$ , за якими проводять розділення M сигналів, відшукують шляхом розв'язання відносно зазначених невідомих  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{2M}$  та потужностей сигналів наступної системи рівнянь

$$\begin{cases} H^{-1}(\Psi_1) = v^H(\Psi_1) \cdot \left( (1 - W(P P^{-1} W^H W + 1)^{-1} P P^{-1} W^H) \cdot v(\Psi_1) \right) \\ H^{-1}(\Psi_2) = v^H(\Psi_2) \cdot \left( (1 - W(P P^{-1} W^H W + 1)^{-1} P P^{-1} W^H) \cdot v(\Psi_2) \right) \\ \vdots \\ H^{-1}(\Psi_{2M}) = v^H(\Psi_{2M}) \cdot \left( (1 - W(P P^{-1} W^H W + 1)^{-1} P P^{-1} W^H) \cdot v(\Psi_{2M}) \right) \end{cases} \quad (3)$$

де  $W = (W_1 \ W_2 \ \dots \ W_M)$  - матриця хвильових фронтів M сигналів,

розміром  $N \times M$ , яка характеризує амплітудно-фазовий розподіл поля у розкритті антенної решітки, що створюється M прийнятими сигналами,

$W_i = (1 \exp\{-2j\phi_1\} \dots \exp\{-2j(N-1)\phi_1\})^T$  - i-й стовпець матриці W, елементи якого, крім першого, при заданій конфігурації антенної решітки для випадку плоскої хвилі є функцією шуканих узагальнених кутових координат i-го сигналу  $\phi_i$ ,

$P = \text{diag}(P_1 \ P_2 \ \dots \ P_M)$  - матриця потужностей сигналів,

$P_i$  - потужність i-го сигналу на входах приймальних елементів антенної решітки,

$P_{ш}$  - потужність (дисперсія) шумів приймальних каналів (вважається однаковою для всіх каналів), причому інформація про узагальнені кутові координати, оцінки яких відшукуються, знаходиться в матриці W,

за отриманими при розв'язанні системи рівнянь оцінками узагальнених кутових координат  $\phi_m$  для

UA (19) 56921 (11) A (13) A

кожного з  $M$  сигналів знаходять кутову координату, що вимірюється, за виразом

$$\theta_m = \arcsin\left(\frac{\lambda}{\pi d} \Phi_m\right)$$

2 Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що для розділення двох сигналів, для яких відгуки вирівнювальної функції  $H(\theta)$  зливаються в один локальний максимум, відбирають її чотири значення  $H(\Psi_1)$ ,  $H(\Psi_2)$ ,  $H(\Psi_3)$ ,  $H(\Psi_4)$ , які відповідають довільним узагальненим кутовим напрямкам  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ ,  $\Psi_3$ ,  $\Psi_4$  навколо локального максимуму, оцінку узагальнених кутових координат  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , за якими проводять розділення сигналів, відшуковують шляхом розв'язання відносно зазначених невідомих  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  та потужностей сигналів наступної системи рівнянь

$$\begin{cases} H^{-1}(\Psi_1) = N - \frac{Nq}{\Delta} (d_1^2(\Psi_1)(da+1) + \\ + d_2^2(\Psi_1)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\Psi_1)d_2(\Psi_1)) \\ H^{-1}(\Psi_2) = N - \frac{Nq}{\Delta} (d_1^2(\Psi_2)(da+1) + \\ + d_2^2(\Psi_2)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\Psi_2)d_2(\Psi_2)) \\ H^{-1}(\Psi_3) = N - \frac{Nq}{\Delta} (d_1^2(\Psi_3)(da+1) + \\ + d_2^2(\Psi_3)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\Psi_3)d_2(\Psi_3)) \\ H^{-1}(\Psi_4) = N - \frac{Nq}{\Delta} (d_1^2(\Psi_4)(da+1) + \\ + d_2^2(\Psi_4)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\Psi_4)d_2(\Psi_4)) \end{cases}$$

Винахід відноситься до галузі цифрової обробки сигналів і може бути використаний в системах радіолокації, зв'язку, радіонавігації, гідролокації, тощо

Відомий спосіб надрелейського розділення сигналів, зокрема MUSIC [1], який передбачає аналого-цифрове перетворення сигналів, формування у цифровому вигляді вирівнювальної функції шляхом визначення  $M$  власних значень кореляційної матриці та пошуку локальних максимумів вирівнювальної функції. Цей спосіб дозволяє отримувати високу роздільну здатність, але не придатний для оцінки потужності джерел випромінювання

Серед відомих способів надрелейського розділення сигналів найбільш близьким за своєю сутністю до способу, що заявляється, є так званий спосіб Кейпона [1], який для  $N$ -канальної лінійної антенної решітки полягає в тому, що над прийнятими сигналами в кожному з  $N$  каналів виконують операцію аналого-цифрового перетворення, за отриманими внаслідок неї цифровими відліками напруг сигналів формують вирівнювальну функцію за виразом

де  $q = N \frac{P_1}{P_m}$  - відношення сигнал-шум за

потужністю на виході пристрою обробки цифрової антенної решітки для першого джерела,

$a = \frac{P_2}{P_1}$  - співвідношення потужностей сигналів,

$$\Delta = (qa+1)(q+1) - ad_0^2q^2,$$

$$d_0 = \frac{\sin N(\varphi_2 - \varphi_1)}{N \cdot \sin(\varphi_2 - \varphi_1)},$$

$$d_1(\Psi_m) = \frac{\sin N(\varphi_1 - \Psi_m)}{N \cdot \sin(\varphi_1 - \Psi_m)},$$

$$d_2(\Psi_m) = \frac{\sin N(\varphi_2 - \Psi_m)}{N \cdot \sin(\varphi_2 - \Psi_m)},$$

$m=1, \dots, 4$

$$H(\theta) = \frac{1}{\sqrt{H(\theta)} \cdot R^{-1} \cdot \sqrt{H(\theta)'}}$$

де  $\theta$  - одна з кутових координат, що вимірюється (в залежності від просторової орієнтації променя антенної решітки - азимут чи кут місця),

$\Upsilon(\theta) = (1 \exp\{-2j\varphi\} \dots \exp\{-2j(N-1)\varphi\})^T$  -  $N$ -вимірний вектор, який характеризує фазовий розподіл, що відповідає очікуваному напрямку приходу сигналу,

$\varphi = (\pi/\lambda)d \sin\theta$  - узагальнена кутова координата, яка характеризує фазовий набіг між суміжними елементами вектора  $\Upsilon(\theta)$ , що виникає через різницю відстаней розповсюдження сигналів між антенними елементами,

$()^H$  - операція ермітового транспонування,

$()^T$  - операція транспонування,

$d$  - відстань між елементами антенної решітки,

$R = E\{\hat{y}(t)\hat{y}^H(t)\}$  - кореляційна матриця

сигналів на виходах приймальних каналів антенної решітки, причому в якості кореляційної матриці використовують її оцінку за  $S$  часовими відліками

$$R = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \dot{y}_i \dot{y}_i^H,$$

де  $\dot{y}_i$  – N-компонентний вектор напруг сигналів N приймальних каналів антенної решітки, далі відшукують локальні максимуми функції (1) шляхом перебору можливих значень  $\theta$

До переваг способу варто віднести можливість визначення потужності сигналів, що необхідно при вирішенні низки завдань, покладених на різні радіолокаційні, зв'язкові, навігаційні та інші системи

Недоліком такого способу є недостатня (нижча, чим у MUSIC) роздільна здатність

Тому технічне завдання, що вирішується

$$\begin{cases} H^{-1}(\psi_1) = v^H(\psi_1) \left( 1 - W(P_{\Sigma}^{-1} W^H W + 1)^{-1} P_{\Sigma}^{-1} W^H \right) \cdot v(\psi_1) \\ H^{-1}(\psi_2) = v^H(\psi_2) \left( 1 - W(P_{\Sigma}^{-1} W^H W + 1)^{-1} P_{\Sigma}^{-1} W^H \right) \cdot v(\psi_2) \\ \vdots \\ H^{-1}(\psi_{2M}) = v^H(\psi_{2M}) \left( 1 - W(P_{\Sigma}^{-1} W^H W + 1)^{-1} P_{\Sigma}^{-1} W^H \right) \cdot v(\psi_{2M}) \end{cases} \quad (3)$$

де  $W = (W_1 \ W_2 \ \dots \ W_M)$  – матриця хвильових фронтів M сигналів, розміром  $N \times M$ , яка характеризує амплітудно-фазовий розподіл поля у розкритті антенної решітки, що створюється M прийнятими сигналами,

$W_i = (1 \ \exp\{2j\phi\} \ \exp\{2j(N-1)\phi\})^T$  – i-й стовпець матриці W, елементи якого, крім першого, при заданій конфігурації антенної решітки для випадку плоскої хвилі є функцією шуканих узагальнених кутових координат i-го сигналу  $\phi_i$ ,

$P = \text{diag}(P_1 \ P_2 \ \dots \ P_M)$  – матриця потужностей сигналів,

$P_i$  – потужність i-го сигналу на входах приймальних елементів антенної решітки,

$P_{\Sigma}$  – потужність (дисперсія) шумів приймальних каналів (вважається однаковою для всіх каналів),

$$\begin{aligned} R^{-1} &= (WPW^H + P_{\Sigma})^{-1} = IP_{\Sigma}^{-1} - IP_{\Sigma}^{-1}W(W^H P_{\Sigma}^{-1}W + P^{-1})^{-1}W^H P_{\Sigma}^{-1} = \\ &= P_{\Sigma}^{-1} \left( I - W \left[ P_{\Sigma}^{-1} (W^H W + P_{\Sigma} P^{-1}) \right]^{-1} W^H P_{\Sigma}^{-1} \right) = P_{\Sigma}^{-1} \left( I - W (W^H W + P_{\Sigma} P^{-1})^{-1} W^H \right) \end{aligned} \quad (4)$$

де I – одинична матриця

Якщо знехтувати в (4) загальним нормуючим множником  $P_{\Sigma}^{-1}$ , величина якого не залежить від напрямків приходу сигналів і тому не впливає на пошук максимумів функції  $H(\theta)$ , та перейти до відношення  $PP_{\Sigma}^{-1}$ , яким звичніше оперувати, то подальші перетворення (4) приводять саме до рівнянь, що утворюють систему (3)

Один із варіантів винаходу стосується розділення двох сигналів Сутність його полягає в тому, що для розділення двох сигналів, для яких

заявленим винаходом, полягає в удосконаленні способу-прототипу з метою підвищення його роздільної здатності Сутність заявленого способу полягає в тому, що для розділення M сигналів, для яких відгуки вирішувальної функції  $H(\theta)$  зливаються в один локальний максимум, відбирають 2M її значень  $H(\psi_1), H(\psi_2), \dots, H(\psi_{2M})$ , які відповідають довільним узагальненим кутовим напрямкам  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{2M}$  навколо локального максимуму, оцінки узагальнених кутових координат  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M$ , за якими проводять розділення M сигналів, відшукують шляхом розв'язання відносно зазначених невідомих  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M$  та потужностей сигналів наступної системи рівнянь

причому інформація про узагальнені кутові координати, оцінки яких відшукуються, знаходиться в матриці W,

за отриманими при розв'язанні системи рівнянь оцінками узагальнених кутових координат  $\phi_m$  для кожного з M сигналів знаходять кутову координату, що вимірюється, за виразом

$$\theta_m = \arcsin \left( \frac{\lambda}{\pi d} \phi_m \right)$$

Слід зазначити, що з метою отримання рівнянь системи (3) для кожного значення локального максимуму функції  $H(\theta)$  (1) було використано лему про обертання розширеної матриці, з урахуванням якої матрицю  $R^{-1}$  в (1) можна представити у вигляді

відгуки вирішувальної функції  $H(\theta)$  зливаються в один локальний максимум, відбирають її чотири значення  $H(\psi_1), H(\psi_2), H(\psi_3), H(\psi_4)$ , які відповідають довільним узагальненим кутовим напрямкам  $\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4$  навколо локального максимуму, оцінки узагальнених кутових координат  $\phi_1, \phi_2$ , за якими проводять розділення сигналів, відшукують шляхом розв'язання відносно зазначених невідомих  $\phi_1, \phi_2$  та потужностей сигналів наступної системи рівнянь

$$\begin{cases} H^{-1}(\psi_1) = N - \frac{Nq}{\Delta} \left( d_1^2(\psi_1)(qa+1) + d_2^2(\psi_1)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\psi_1)d_2(\psi_1) \right) \\ H^{-1}(\psi_2) = N - \frac{Nq}{\Delta} \left( d_1^2(\psi_2)(qa+1) + d_2^2(\psi_2)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\psi_2)d_2(\psi_2) \right) \\ H^{-1}(\psi_3) = N - \frac{Nq}{\Delta} \left( d_1^2(\psi_3)(qa+1) + d_2^2(\psi_3)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\psi_3)d_2(\psi_3) \right) \\ H^{-1}(\psi_4) = N - \frac{Nq}{\Delta} \left( d_1^2(\psi_4)(qa+1) + d_2^2(\psi_4)a(q+1) - 2aqd_0d_1(\psi_4)d_2(\psi_4) \right) \end{cases}$$

де  $q = N \frac{P_1}{P_{\text{ш}}}$  – відношення сигнал-шум за потужністю на виході пристрою обробки цифрової антенної решітки для першого джерела,

$a = \frac{P_2}{P_1}$  – співвідношення потужностей сигналів,

$$\Delta = (qa+1)(q+1) - ad_0^2q^2, d_0 = \frac{\sin N(\varphi_2 - \varphi_1)}{N \cdot \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}, d_1(\psi_m) = \frac{\sin N(\varphi_1 - \psi_m)}{N \cdot \sin(\varphi_1 - \psi_m)},$$

$$d_2(\psi_m) = \frac{\sin N(\varphi_2 - \psi_m)}{N \cdot \sin(\varphi_2 - \psi_m)}, m = 1, \dots, 4$$

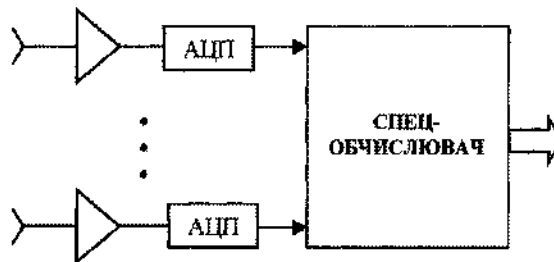
Приклад практичної реалізації заявленого способу зводиться до програмного його відтворення в цифрових сигнальних процесорах, наприклад, фірм Analog Devices чи Texas Instruments, з метою застосування в цифрових антенних решітках радіолокаційних, радіонавігаційних, зв'язкових та інших систем, чия типова схема побудови наведена на фіг 1

Згідно з фіг 1, прийнятий сигнал після підсилення підлягає аналого-цифровому перетворенню в АЦП. Формування у цифровому вигляді вирішувальної функції, пошук локальних максимумів і розв'язання системи 2М рівнянь

виконується у спецобчислювачі, який може бути виконано на базі згаданих вище цифрових сигнальних процесорів фірм Analog Devices та Texas Instruments

Джерела інформації

1 Дрогагин В В, Меркулов В И, Родзивилов В А, Федоров И Б, Чернов М В Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа // Успехи современной радиоэлектроники – 1998 – № 2 – С 3 – 10 – прототип



Фіг.1.