



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2006137596/09, 24.10.2006

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
24.10.2006

(45) Опубликовано: 10.02.2008 Бюл. № 4

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: RU 2256193 C1, 10.07.2005. RU 2284548
C1, 27.09.2006. RU 2249832 C1, 10.04.2005. EP
0334560 A2, 27.09.1989. US 5847673 A,
08.12.1998. US 5610609 A, 11.03.1997.Адрес для переписки:
390005, г.Рязань, ул. Гагарина, 59/1, РГРТУ,
патентная служба

(72) Автор(ы):

Клочко Владимир Константинович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Рязанский государственный радиотехнический
университет (RU)(54) СПОСОБ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ПОВЕРХНОСТЬЮ НА БАЗЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ БОРТОВОЙ
РЛС

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиолокации. Техническим результатом является повышение разрешающей способности по азимуту в элементах разрешения дальности с расширением зоны обзора РЛС по азимуту и увеличением точности и быстродействия оценивания амплитуд сигналов в синтезированных элементах разрешения азимута. Способ наблюдения за поверхностью на базе многоканальной бортовой РЛС в режиме реального луча с электронным сканированием заключается в формировании матрицы двумерного радиоизображения поверхности в координатах дальность - азимут, при этом за счет быстрого

электронного переключения луча РЛС смещают луч по азимуту на величину $(2n+1)$ -й части ширины диаграммы направленности антенны (ДН) размером в $2n+1$ элементов дискретизации и обрабатывают полученные при каждом положении луча амплитуды отраженных сигналов на выходе многоканальной системы приемных элементов путем их суммирования с весами, вычисленными заранее по определенной методике, в результате чего формируется амплитудное изображение в координатах дальность - азимут с повышенной точностью оценивания амплитуд в элементах дискретизации азимута и соответственно повышенным разрешением по азимуту.



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.
G01S 13/42 (2006.01)
G01S 13/72 (2006.01)

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: **2006137596/09, 24.10.2006**

(24) Effective date for property rights: **24.10.2006**

(45) Date of publication: **10.02.2008 Bull. 4**

Mail address:
**390005, g.Rjazan', ul. Gagarina, 59/1, RGRTU,
patentnaja sluzhba**

(72) Inventor(s):
Klochko Vladimir Konstantinovich (RU)

(73) Proprietor(s):
**Rjazanskij gosudarstvennyj radiotekhnicheskij
universitet (RU)**

(54) **MODE OF OBSERVATION OVER THE SURFACE AND AIR SITUATION ON A MULTI-CHANNEL RADAR BASIS**

(57) Abstract:

FIELD: the invention refers to radiolocation.

SUBSTANCE: the mode of observation over the surface with a multi-channel airborne radar basis in the mode of a real beam with an electronic scanning is in forming a matrix of two-dimensional radio image of the surface in the coordinates distance-azimuth, at that due to quick electronic switching of the beam of the radar the beam is displaced on the azimuth on the value $(2n+1)$ of the part of the width of the diagram of the direction of the antenna with dimensions of $2n+1$ elements of quantification and the amplitudes of reflected signals received at each position of the beam are processed at the output of the multi-channel system of receiving

elements by way of their summing up with weights calculated beforehand according to a definite method, as a result an amplitude image is formed in the coordinates distance-azimuth with increased accuracy of estimation of the amplitudes in the elements of quantification of the azimuth and correspondingly with increased resolution on azimuth.

EFFECT: the technical result is increasing of resolute capability on the azimuth in the elements of resolution of distance with expansion of the zone of observation by the radar on azimuth and increase of accuracy and quick-action of evaluation of the amplitudes of signals in synthesized elements of resolution of the azimuth.

RU 2 3 1 6 7 8 6 C 1

RU 2 3 1 6 7 8 6 C 1

Изобретение относится к радиолокации, а именно к радиолокационным системам наблюдения за поверхностью (и объектами на поверхности) на базе бортовой РЛС, работающей в режиме "реального луча" (РЛ) с многоканальной приемной системой, где многоканальность достигается или наличием большого числа пространственно
 5 разнесенных приемных элементов типа фазированной антенной решетки (ФАР) или за счет частотного (фазового) сканирования излучаемого сигнала [1].

При наблюдении бортовой моноимпульсной РЛС за наземными радиоконтрастными объектами в режиме РЛ осуществляется построчное сканирование лучом РЛС заданного участка поверхности путем последовательного смещения луча по азимуту на малую часть
 10 ширины диаграммы направленности антенны (ДН) на уровне 0,5 мощности с последующей алгоритмической обработкой принятых сигналов, прошедших амплитудное детектирование в элементах разрешения дальности с целью формирования двумерного радиоизображения поверхности в координатах дальность - азимут с повышенной разрешающей способностью по азимуту [2, 3].

Точность определения угловых координат объектов при малом числе каналов измерения (суммарном и разностном) потенциально ограничена из-за низкого отношения сигнал-шум после амплитудного детектирования.

Возникает проблема дальнейшего повышения разрешающей способности РЛС по азимуту в режиме РЛ, которая может быть решена на основе формирования более узкого
 20 передающего луча в системах с ФАР. Однако это требует существенного увеличения энергетических затрат станции. Другое направление повышения разрешения основано на алгоритмической обработке амплитуд приемных сигналов с целью синтеза элементов разрешения значительно меньшего размера, чем ширина ДН, и формирования на этой основе радиоизображения поверхности при сохранении формы ДН передающей
 25 антенны.

Наиболее близким по технической сущности является способ синтеза новых элементов разрешения по азимуту в режиме РЛ [3], который заключается в следующем. Повышение разрешающей способности с расширением зоны обзора РЛС по азимуту и
 30 формирование матрицы двумерного РИ поверхности в координатах дальность - азимут достигается за счет быстрого (электронного или механического) переключения (смещения) луча РЛС по азимуту (по j) на величину $(2n+1)$ -й части ширины ДН размером в $2n+1$ элементов дискретизации и обработки амплитуд отраженных сигналов РЛС, полученных при разных положениях луча на выходе суммарного и разностного каналов после
 35 амплитудного детектирования в элементах разрешения дальности, которая заключается в следующем.

1. Амплитуды $y_q(i, j+j_1)$, $j_1 = \overline{-n_1, n_1}$, $n_1 \geq n$, полученные в суммарном ($q=1$) и разностном ($q=2$) каналах РЛС при $2n_1+1$ j_1 -х положениях луча (относительно центрального j -го направления по азимуту) в i -х элементах разрешения дальности суммируются с
 40 весами $h_q(j_1)$, $j_1 = \overline{-n_1, n_1}$, которые вычисляются заранее по определенной методике. Результатом такой обработки являются оценки $\hat{x}(i, j)$, $i = \overline{1, I}$, амплитуд сигнала отражения от поверхности в i -х элементах дальности, соответствующие центральному элементу дискретизации ДН при j -м положении луча:

$$45 \quad \hat{x}(i, j) = \sum_{q=1}^Q \sum_{j_1=-n_1}^{n_1} h_q(j_1) y_q(i, j+j_1), \quad i = \overline{1, I},$$

где Q - число используемых каналов измерения ($q=2$); I - число элементов дальности в матрице изображения, соответствующих зоне обзора по дальности.

2. Для расширения зоны обзора по азимуту увеличивается число j_1 -х сканирований луча по азимуту относительно j -го центрального направления: $j_1 = \overline{-N_1, N_1}$ ($N_1 > n_1$) и
 50 соответственно увеличивается число измерений: $y_q(i, j+j_1)$, $j_1 = \overline{-N_1, N_1}$. Это приводит к появлению $2l+1$ оценок ($l=N_1-n_1$):

$$\hat{x}(i, j + j_1) = \sum_{q=1}^Q \sum_{j_2=-n_1}^{n_1} h_q(j_2) Y_q(i, j + j_1 + j_2), \quad i = \overline{1, I}, \quad j_1 = \overline{-1, 1}.$$

3. Совокупность оценок $A(i, j) = \hat{x}(i, j)$ амплитуд $x(i, j)$ сигналов, отраженных от соответствующих i, j -х элементов поверхности, представляет матрицу A двумерного амплитудного РИ поверхности в зоне обзора размером в I элементов разрешения по дальности и $2I+1$ синтезированных элементов разрешения (дискретизации) по азимуту, размеры которых в $2n+1$ раз меньше ширины ДН.

Однако такой способ обладает следующими недостатками.

1. Сканирование (смещение) луча в зоне обзора для движущейся (установленной на носителе) РЛС приводит к независимости и случайности фаз сигналов, отраженных от одних и тех же пространственных элементов дискретизации и распределенных по равномерному закону на $[0, 2\pi]$. Устранение влияния случайности фазы с помощью амплитудного детектирования после прохождения отраженных сигналов тракта первичной обработки и фазового детектирования в квадратурных каналах приводит к существенному увеличению уровня помех и снижению отношения сигнал-шум. Следствием этого является невысокая разрешающая способность изображения в режиме РЛ.

2. Использование данных двух каналов с разными характеристиками ДН (суммарного и разностного) в моноимпульсных РЛС дает возможность одновременно принимать сигналы, отраженные от одних и тех же элементов дискретизации поверхности, и обрабатывать эти сигналы после прохождения квадратурных каналов без амплитудного детектирования, что существенно снижает уровень шумов. Однако число каналов в моноимпульсных РЛС значительно меньше числа оцениваемых параметров поля отражения, что не позволяет достичь необходимой точности оценивания.

3. Для получения начальной оценки амплитуды сигнала отражения в центральном элементе дискретизации требуется накопление $2n_1+1$ измерений при $2n_1+1$ положениях луча. При непрерывном обзоре поверхности последующие оценки находятся последовательно при каждом новом положении луча. Однако при разрывном обзоре (в разных угловых направлениях) требуется первоначальное накопление измерений, что заметно снижает быстродействие в случае использования механических антенных систем.

Технический результат направлен на повышение разрешающей способности по азимуту в элементах разрешения дальности с расширением зоны обзора РЛС по азимуту и увеличение точности и быстродействия оценивания амплитуд сигналов в синтезированных элементах разрешения азимута.

Технический результат предлагаемого технического решения достигается тем, что способ наблюдения за поверхностью на базе многоканальной бортовой РЛС в режиме РЛ с электронным сканированием заключается в формировании матрицы двумерного радиоизображения поверхности в координатах дальность - азимут, при этом за счет быстрого электронного переключения луча РЛС последовательно смещают луч по азимуту на величину $(2n+1)$ -й части ширины ДН размером в $2n+1$ элементов дискретизации на уровне 0,5 мощности и обрабатывают полученные при каждом j -м положении луча в i -х элементах разрешения дальности амплитуды отраженного сигнала, отличающийся тем, что при обработке измеряют амплитуды $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$ отраженного сигнала в квадратурных каналах фазового детектирования (С - косинусом и S - синусом) одновременно в каждом q -м приемном канале антенной системы, состоящей из большого числа Q ($Q \geq 2n+1$) разнесенных по фазе приемных элементов, при этом измерения $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$, $q = \overline{1, Q}$, суммируют с весами $h_q^c(j)$, $h_q^s(j)$, $q = \overline{1, 2Q}$, найденными заранее, тем самым оценивают

косинусную $x^c(i, j)$ и синусную $x^s(i, j)$ составляющие амплитуды $x(i, j)$ отраженного сигнала, соответствующего центру j -го луча (центральному элементу дискретизации):

$$\hat{x}^c(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^c(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^c(j) y_q^s(i, j),$$

$$\hat{x}^s(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^s(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^s(j) y_q^s(i, j),$$

затем полученные оценки возводят в квадрат, суммируют и извлекают корень, тем самым вычисляют оценки амплитуд отраженного сигнала в i -х элементах дальности и j -м синтезированном элементе разрешения азимута:

$$\hat{x}(i, j) = \sqrt{[\hat{x}^c(i, j)]^2 + [\hat{x}^s(i, j)]^2},$$

указанные операции повторяют для всех j -х положений луча по азимуту в зоне обзора и получают матрицу A оценок амплитуд $\hat{x}(i, j)$, представляющую двумерное радиоизображение поверхности с повышенным разрешением по азимуту.

Способ осуществляют следующим образом.

1. Луч РЛС последовательно смещают по азимуту (по j) на величину $(2n+1)$ -й части ширины ДН размером в $2n+1$ элементов дискретизации на уровне 0,5 мощности. Антенная система состоит из большого числа Q ($Q \geq 2n+1$) измерительных каналов - приемных элементов, разнесенных по фазе принимаемого сигнала [1].

2. При каждом j -м положении луча в i -х элементах разрешения дальности ($i = \overline{1, I}$) измеряют амплитуды отраженного сигнала $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$ в квадратурных каналах фазового детектирования (С - косинусном и S - синусном) одновременно в каждом q -м приемном канале ($q = \overline{1, Q}$).

3. Результаты измерений $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$, $q = \overline{1, Q}$, в каждом i -м элементе дальности ($i = \overline{1, I}$) суммируют с весами $h_q^c(j)$, $h_q^s(j)$, $q = \overline{1, 2Q}$, найденными заранее по определенной методике, тем самым оценивают косинусную $x^c(i, j)$ и синусную $x^s(i, j)$ составляющие амплитуды $x(i, j)$ отраженного сигнала, соответствующего центру луча (ДН):

$$\hat{x}^c(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^c(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^c(j) y_q^s(i, j),$$

$$\hat{x}^s(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^s(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^s(j) y_q^s(i, j),$$

4. Вычисляют оценки амплитуд отраженного сигнала в j -м синтезированном элементе разрешения по формуле:

$$\hat{x}(i, j) = \sqrt{[\hat{x}^c(i, j)]^2 + [\hat{x}^s(i, j)]^2},$$

5. Указанные операции повторяют для всех j -х положений луча по азимуту в зоне обзора и тем самым получают матрицу A оценок амплитуд $\hat{x}(i, j)$, $i = \overline{1, I}$, $j = \overline{1, I}$, представляющую амплитудное изображение поверхности в координатах дальность - азимут с повышенной точностью оценивания амплитуд в элементах дискретизации азимута и соответственно повышенным разрешением по азимуту.

Расчет весовых коэффициентов сводится к следующему. Модель комплексной огибающей $\hat{s}_q(t)$ отраженного сигнала (например [4]), прошедшего тракт первичной обработки, на выходе фильтров низких частот квадратурных каналов фазового детектирования q -го приемного канала имеет вид

$$\hat{s}_q(t) = \sum_{j=-n}^n \hat{\alpha}_q(j) \hat{u}_j(t) + \hat{p}_q(t), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (1)$$

где Q - число приемных каналов; $\hat{s}_q(t) = s_q(t) e^{i\psi_q(t)}$ - сигнал в квадратурных каналах

фазового детектирования с измеряемой амплитудой $s_q(t)$ и измеряемой фазой $\psi_q(t)$;

$\hat{\alpha}_q(j) = \alpha_{q,j} e^{i\theta_{q,j}}$ - нормированные комплексные коэффициенты ДН q -го канала,

характеризующие интенсивность прихода сигналов от j -го углового направления

относительно центрального направления; $\hat{u}_j(t) = x_j(t) e^{i[\Delta\Phi_q(j) + \Phi_q(t)]}$ - полезная

составляющая сигнала с амплитудой $x_j(t)$, несущей информацию о поле отражения, и фазой $\varphi_j(t)$; $\Delta\varphi_q(j)$ - известный фазовый сдвиг при приеме отраженного сигнала с j -го углового направления q -м приемным элементом; $\dot{p}_q(t) = p_q(t)e^{i\dot{\varphi}_q(t)} = \xi_q(t) + i\eta_q(t)$ -

5 комплексный гауссовский белый шум, действительная $\xi_q(t)$ и мнимая $\eta_q(t)$ составляющие которого распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_ξ^2 . Амплитуды $x_j(t)$ и фазы $\varphi_j(t)$ в общем случае случайны по j -м элементам

дискретизации, а также на множестве положений антенны и их статистические

10 характеристики определены. Случайность фазы обусловлена как движением носителя РЛС, так и тем, что длина волны излучения (например, 8 мм), отражающейся в данном i -м элементе разрешения дальности, меньше размера этого элемента (например, 1 м).

Представим (1) в виде

$$\dot{s}_q(t) = \sum_{j=-n}^n \dot{\beta}_q(j) \dot{u}_j(t) + \dot{p}_q(t), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (2)$$

15 где $\dot{\beta}_q(j) = \alpha(j)e^{i[\dot{\theta}(j) + \Delta\varphi_q(j)]}$, $\dot{u}_j(t) = x_j(t)e^{i\varphi_j(t)}$.

Сигнал в (2) $\dot{s}_q(t) = Y_q^c(t) + iY_q^s(t)$, где $Y_q^c(t) = s_q(t)\cos\psi_q(t)$, $Y_q^s(t) = s_q(t)\sin\psi_q(t)$,

содержит действительную и мнимую составляющие:

$$20 Y_q^c(t) = \sum_{j=-n}^n \alpha_q^c(j) \cdot x_j^c(t) - \alpha_q^s(j) \cdot x_j^s(t) + \xi_q(t), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (3)$$

$$Y_q^s(t) = \sum_{j=-n}^n \alpha_q^s(j) \cdot x_j^c(t) + \alpha_q^c(j) \cdot x_j^s(t) + \eta_q(t), \quad q = \overline{1, Q},$$

25 где $\alpha_q^c(j) = \alpha(j)\cos[\theta(j) + \Delta\varphi_q(j)]$, $\alpha_q^s(j) = \alpha(j)\sin[\theta(j) + \Delta\varphi_q(j)]$

$$x_j^c(t) = x_j(t)\cos\varphi_j(t), \quad x_j^s(t) = x_j(t)\sin\varphi_j(t).$$

Выражение (3) представляет систему $2Q$ уравнений с $2N$ неизвестными

30 $x_j^c(t) = U_j(t)\cos\varphi_j(t)$ и $x_j^s(t) = U_j(t)\sin\varphi_j(t)$, $N=2n+1$, причем

$$U_j(t) = \sqrt{[x_j^c(t)]^2 + [x_j^s(t)]^2}.$$

После стробирования сигнала $\dot{s}_q(t)$ в i -х элементах разрешения дальности на

промежутке $[t_{i-1}, t_i]$ получается следующая общая модель измерения в q -м канале в i -м

35 элементе дальности при j -м положении луча:

$$Y_q^c(i, j) = \sum_{j_1=-n}^n \alpha_q^c(j_1) \cdot x^c(i, j + j_1) - \alpha_q^s(j_1) \cdot x^s(i, j + j_1) + \xi_q(i, j), \quad (4)$$

$$40 Y_q^s(i, j) = \sum_{j_1=-n}^n \alpha_q^s(j_1) \cdot x^c(i, j + j_1) + \alpha_q^c(j_1) \cdot x^s(i, j + j_1) + \eta_q(i, j), \quad q = \overline{1, Q},$$

которая используется для восстановления искомого поля $X=\{x(i, j)\}$ на множестве интегральных (суммарных) измерений $Y_q=\{y_q(i, j)\}$, $q = \overline{1, Q}$, зашумленных помехами ξ_q и η_q .

Так как корреляцией сигналов в соседних i -х стробах дальности можно пренебречь, то обработка измерений ведется независимо в i -х элементах разрешения дальности.

45 Для многоканальной антенной системы с Q излучающими и Q приемными элементами модель (1) принимает вид:

$$\dot{s}_q(t) = \sum_{j=-n}^n \sum_{q_1=1}^Q \dot{\alpha}_{q, q_1}(j) \cdot \dot{u}_{j, q_1}(t) + \dot{p}_q(t), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (5)$$

50 где $\dot{\alpha}_{q, q_1}(j) = \alpha_{q, q_1}(j)e^{i\dot{\theta}_{q, q_1}(j)}$ - коэффициенты ДН, характеризующие интенсивность

отраженного сигнала в q -м приемном элементе при q_1 -м излучающем элементе;

$\dot{u}_j(t) = x_j(t)e^{i[\Delta\varphi_{q, q_1}(j) + \varphi_j(t)]}$, $\Delta\varphi_{q, q_1}(j)$ - фазовый сдвиг сигнала от q_1 -го излучателя,

отраженного в j-м угловом направлении и принятого q₁-м приемным элементом.

После замены $\alpha_q(j) = \sum_{q_1=1}^Q \alpha_{q,q_1}(j)$ в (5) получается выражение (1).

$$\alpha_q(j) = \sum_{q_1=1}^Q \alpha_{q,q_1}(j)$$

Отношение сигнал-шум в модели (3) можно оценить, представив искомую амплитуду $x_j(t)$ в виде суммы детерминированной (средней) составляющей $\bar{x}_j(t)$ и случайного отклонения $\Delta x_j(t)$:

$$x_j(t) = \bar{x}_j(t) + \Delta x_j(t).$$

С учетом некоррелированности случайных составляющих и равномерности распределения $\varphi_j(t)$ на $[0, 2\pi]$ отношение сигнал-шум по мощности для косинусной (или аналогично синусной) составляющей модели (4) найдется:

$$\frac{M \left[\sum_j \bar{x}_j^2 (\alpha_{qc}^2(j) \cos^2 \varphi_j + \alpha_{qs}^2(j) \sin^2 \varphi_j) \right]}{M \left[\sum_j \Delta \bar{x}_j^2 (\alpha_{qc}^2(j) \cos^2 \varphi_j + \alpha_{qs}^2(j) \sin^2 \varphi_j + \xi_q^2(t)) \right]} =$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \sum_j [\alpha_{qc}^2(j) + \alpha_{qs}^2(j)] \bar{x}_j^2}{\frac{1}{2} \sigma_{\Delta x}^2 \sum_j [\alpha_{qc}^2(j) + \alpha_{qs}^2(j)] + \sigma_\xi^2},$$

где M - символ математического ожидания; $\sigma_{\Delta x}^2$ и σ_ξ^2 - дисперсии случайных величин $\Delta x_j(t)$ и $\xi_q(t)$. Если принять приближенно $\bar{x}_j = \bar{x} = \text{const}, \forall j$,

$$\sum_j \alpha_{qc}^2(j) \approx \sum_j \alpha_{qs}^2(j) \approx \sum_{j=-n}^n e^{-2k \cdot j^2} \quad \text{для } 2n+1=5-7 \quad (k=0,58-0,26),$$

то отношение сигнал-шум по мощности составит $\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_{\Delta x}^2 + \sigma_\xi^2} \approx \frac{\bar{x}^2}{\sigma_\xi^2}$, $\sigma_\xi^2 < \sigma_{\Delta x}^2$. С учетом осреднения на множестве

L повторений измерений отношение сигнал-шум будет равно $\frac{L \cdot \bar{x}^2}{\sigma_\xi^2}$, что значительно

больше, чем для модели амплитудного детектирования:

$$s_q(t) = \sqrt{[y_q^c(t)]^2 + [y_q^s(t)]^2}, \quad (6)$$

где отношение сигнал-шум при тех же условиях составляет примерно $2/\sqrt{L}$ независимо от мощности полезного сигнала \bar{x}^2 . Дальнейшее увеличение отношения сигнал-шум

осуществляется в процессе алгоритмической обработки (3)-(4) за счет избыточного числа каналов измерения: $Q > 2n+1$. Соответственно точность оценивания $\bar{x}_j(t)$ в

многоканальной системе с моделью измерения (3), (4) при отдельной обработке составляющих отраженного сигнала в квадратурных каналах выше, чем в моноимпульсной с моделью (6).

Оптимальное оценивание $\bar{x}_j(t)$ сводится к следующему. Выражение (2) представляет систему Q линейных уравнений с помехами $\hat{p}_q(t)$ относительно $N=2n+1$ неизвестных $\hat{x}_j(t)$ или в матрично-комплексной форме:

$$\hat{S} = \hat{A} \cdot \hat{U} + \hat{P},$$

где \hat{S} - Q-вектор комплексных измерений $\hat{s}_q(t)$; \hat{A} - $Q \times N$ -матрица комплексных коэффициентов ДН $\hat{a}_q(j)$; \hat{U} - N-вектор комплексных параметров поля отражения $\hat{u}_q(t)$; \hat{P}

- Q-вектор комплексных гауссовских помех $\hat{p}_q(t)$.

При фиксированном \hat{X} вектор $\hat{S} - \hat{A}\hat{U}$ распределен так же, как и \hat{P} . В рамках метода максимального правдоподобия оценки \hat{U} находятся на основе минимизации

$(\hat{S} - \hat{A}\hat{U})^* K_p^{-1} (\hat{S} - \hat{A}\hat{U})$ по \hat{U} , где * - символ комплексного сопряжения и транспонирования, K_p

- корреляционная матрица помех, а для некоррелированных помех \hat{P} - методом наименьших квадратов (МНК). Компоненты вектора \hat{U} : $\hat{u}_j(t) = \hat{x}_j(t) e^{i\varphi_j(t)}$ содержат

5 искомые оценки $\hat{x}_j(t)$ амплитуд поля отражения, причем $\hat{x}_j(t) = \sqrt{[\hat{x}_j^c(t)]^2 + [\hat{x}_j^s(t)]^2}$, где $\hat{x}_j^c(t) = \text{Re} \hat{u}_j(t)$, $\hat{x}_j^s(t) = \text{Im} \hat{u}_j(t)$ - косинусные (действительные) и синусные (мнимые) части комплексных оценок $\hat{u}_j(t)$.

10 Практически удобно работать с действительными выражениями (3)-(4), которые также представляются в матричной форме:

$$Y = A \cdot X + P, \quad (7)$$

где Y - $2Q$ -вектор действительных измерений $Y_q^c(t)$ и $Y_q^s(t)$; A - $(2Q) \times (2N)$ -матрица
15 действительных коэффициентов ДН $\alpha_q^c(j)$ и $\alpha_q^s(j)$; X - $2N$ -вектор действительных параметров поля отражения $x_q^c(t)$ и $x_q^s(t)$, подлежащих оцениванию; P - $2Q$ -вектор помех ξ_q и η_q .

Матричная запись (7) в случае некоррелированных помех P позволяет находить
20 стандартные МНК-оценки $2N$ -вектора X :

$$\hat{X} = (\delta \cdot E + A^T A)^{-1} A^T Y = H \cdot Y, \quad (8)$$

где $H = (\delta \cdot E + A^T A)^{-1} A^T$ - матрица весовых коэффициентов; δ - параметр регуляризации, необходимый для обращения плохо обусловленной матрицы $A^T A$, который с позиции
25 статистической регуляризации [5] для некоррелированных полей имеет смысл отношения дисперсий:

$$\delta = \sigma_\xi^2 / \sigma_{\Delta x}^2.$$

Точность оценивания (8) характеризуется корреляционной матрицей $K_{\Delta x}$ ошибок
30 оценивания $\Delta \hat{X} = \hat{X} - X$: $K_{\Delta x} \approx (A^T A)^{-1} \sigma_\xi^2$. При этом наибольшая точность при малом числе каналов Q ($Q \geq N$) достигается для тех составляющих вектора \hat{X} , которые соответствуют центру j -го луча ($j_1=0$). Эти составляющие $\hat{x}^c(i, j, k)$ и $\hat{x}^s(i, j, k)$ вычисляются по формулам:

$$35 \hat{x}^c(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^c(j) Y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^c(j) Y_q^s(i, j), \quad (9)$$

$$\hat{x}^s(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^s(j) Y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^s(j) Y_q^s(i, j),$$

40 где $h_q^c(j)$, $h_q^s(j)$ - весовые коэффициенты центральной строки матрицы H , соответствующие наименьшей дисперсии ошибки оценивания (в общем случае зависящие от j -го положения луча вследствие возможного изменения формы ДН при электронном сканировании), и используются для вычисления оценки $\hat{x}(i, j)$ амплитуды центрального
45 элемента дискретизации азимута в каждом i -м элементе дальности:

$$\hat{x}(i, j) = \sqrt{[\hat{x}^c(i, j)]^2 + [\hat{x}^s(i, j)]^2}. \quad (10)$$

В качестве примера при расчете матрицы $K_{\Delta x}$ примем:

$$50 \alpha(j) \approx e^{-c_j^2}, \quad \Delta \varphi_q(j) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_q(j) \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \frac{\pi}{180} \cdot \frac{\Delta \theta}{2n+1} \cdot (|j| + |j - q|),$$

где d - расстояние между приемными элементами; λ - длина волны; $\theta_q(j)$ - угол отклонения луча (от нормали к антенне); $\Delta \theta$ - ширина ДН в градусах (например: $\Delta \theta = 1^\circ$ при $\lambda = 0,008$ м).

При значениях $\Delta\theta=1^\circ$, $d=\lambda$, $2n+1=3$ и $Q=3$ после обращения $A^T A$ с параметром $\delta=0,1$ получается 6×6 -матрица $K_{\Delta X}$, диагональные элементы которой представляют дисперсии (D) оценок $\hat{x}^c(i, j)$ и $\hat{x}^s(i, j)$, причем наименьшие их значения получаются при $j_1=0$:

$$D[\hat{x}^c(i, j)] = D[\hat{x}^s(i, j)] \approx 0,5\sigma_p^2.$$

Для получения амплитудного изображения в зоне обзора (на множестве элементов дискретизации по углам) осуществляется сканирование луча (электронное или механическое) со смещением на один элемент дискретизации по азимуту и многократно повторяется оценивание (9), (10). При избыточном числе каналов ($Q \gg 2n+1$) точность оценивания увеличивается и отпадает необходимость поэлементного сканирования луча. В этом случае для расширения зоны обзора осуществляется сканирование со смещением по азимуту на ширину ДН, а в векторе \hat{x} оценок (8) используются все компоненты.

Предложенный способ позволяет без увеличения энергетических затрат станции повысить разрешающую способность многоканальной РЛС по азимуту в режиме РЛ за счет увеличения точности оценивания параметров поля отражения с расширением зоны обзора и сформировать на основе (9), (10) матрицу радиоизображения поверхности в виде совокупности оценок $\hat{x}(i, j)$, $i = \overline{1, I}$, $j = \overline{1, J}$, амплитуд сигналов, отраженных от соответствующих i, j -х элементов дискретизации поверхности, которая позволяет наблюдать на экране индикатора объекты на поверхности в условиях отсутствия оптической видимости с более высоким разрешением по сравнению с известными способами обзора реальным лучом.

Источники информации

1. Воскресенский Д.И. Антенны с обработкой сигнала: Учеб. пособие для вузов. - М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. 80 с.

2. Пат. RU 2249832 C1. Способ наблюдения за поверхностью / В.К.Клочко, Г.Н.Колодько, В.И.Мойбенко, А.А.Ермаков. МПК: G 01 S 13/02, H 01 Q 21/00. Приоритет 02.09.2003. Оpubл.: 10.04. 2005. Бюл. №10.

3. Пат. RU 2256193 C1. Способ наблюдения за поверхностью и воздушной обстановкой / В.К.Клочко, Г.Н.Колодько, В.И.Мойбенко, А.А.Ермаков. МПК: G 01 S 13/02. Приоритет 08.12.2003. Оpubл.: 10.07. 2005. Бюл. №19.

4. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н.Антипов, В.Т.Горяинов, А.Н.Кулин, Е.Ф.Толстов и др. Под ред. В.Т.Горяинова. М.: Радио и связь, 1988. С.13-14.

5. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986. С.76-82.

Формула изобретения

Способ наблюдения за поверхностью на базе многоканальной бортовой РЛС в режиме реального луча с электронным сканированием, заключающийся в формировании матрицы двумерного радиоизображения поверхности в координатах дальность - азимут, при этом за счет быстрого электронного переключения луча РЛС смещают луч по азимуту на величину $(2n+1)$ -й части ширины диаграммы направленности антенны (ДН) размером в $2n+1$ элементов дискретизации на уровне $0,5$ мощности и обрабатывают полученные при каждом j -м положении луча в i -х элементах разрешения дальности амплитуды отраженного сигнала, отличающийся тем, что при обработке измеряют амплитуды $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$

отраженного сигнала в квадратурных каналах фазового детектирования (С - косинусном и S - синусном) одновременно в каждом q -м приемном канале антенной системы, состоящей из большого числа Q ($Q \geq 2n+1$) разнесенных по фазе приемных элементов, при этом измерения $y_q^c(i, j)$, $y_q^s(i, j)$, $q = \overline{1, Q}$ суммируют с весами $h_q^c(j)$, $h_q^s(j)$, $q = \overline{1, 2Q}$, найденными заранее, тем самым оценивают косинусную и синусную составляющие амплитуды отраженного сигнала, соответствующие центру j -го луча (центральному

элементу дискретизации ДН)

$$\hat{x}^c(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^c(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^c(j) y_q^s(i, j),$$

$$5 \quad \hat{x}^s(i, j) = \sum_{q=1}^Q h_q^s(j) y_q^c(i, j) + \sum_{q=Q+1}^{2Q} h_q^s(j) y_q^s(i, j),$$

затем полученные оценки возводят в квадрат, суммируют и извлекают корень, тем самым вычисляют оценки амплитуд отраженного сигнала в i -х элементах дальности и j -м синтезированном элементе разрешения азимута

$$10 \quad \hat{x}(i, j) = \sqrt{[\hat{x}^c(i, j)]^2 + [\hat{x}^s(i, j)]^2},$$

указанные операции повторяют для всех j -х положений луча по азимуту в зоне обзора и получают матрицу A оценок амплитуд $\hat{x}(i, j)$, представляющую двумерное радиоизображение поверхности в координатах дальность - азимут с повышенным разрешением по азимуту.

20

25

30

35

40

45

50