

УДК 621.396

ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ОТРАЖАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ПОВЕРХНОСТИ В БОРТОВОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ РЛС

В. К. Клочко, д.т.н., заведующий кафедрой ЭиММ РГРТУ; klochkovk@mail.ru

Ю. Р. Поликанов, магистрант каф. РТС РГРТУ; mr.polickanow@yandex.ru

Дано описание бортовой многоканальной доплеровской системы оценивания пространственных координат отдельных отражающих элементов поверхности. Оценивание координат каждого элемента осуществляется на основе нескольких спектральных отсчетов, прошедших тракт первичной обработки в нескольких приемных каналах и соответствующих одной доплеровской частоте. Колебания доплеровской частоты из-за приема сигналов несколькими антеннами приводят к «растеканию» частот и появлению ложных спектральных отсчетов. Возникает проблема выделения наиболее правдоподобных спектральных отсчетов в нескольких приемных каналах, соответствующих одному и тому же отражающему элементу поверхности.

***Цель работы** – усовершенствовать алгоритм выделения спектральных отсчетов с учетом возможных колебаний доплеровской частоты и исследовать работу алгоритмов оценивания пространственных координат. Предложен алгоритм выделения спектральных отсчетов, основанный на методе оптимальной классификации. На основе математической модели спектральных отсчетов дано описание алгоритмов оценивания, основанных на моноимпульсном и фазовом методах. Представлены результаты компьютерного моделирования работы алгоритмов. Исследовано влияние случайных факторов на точность оценивания координат.*

***Ключевые слова:** оценивание координат, бортовая РЛС, многоканальная доплеровская РЛС, выделение спектральных отсчетов, моноимпульсный метод, фазовый метод.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2017-59-1-15-23

Введение

В существующих бортовых импульсно-доплеровских радиолокационных станциях (РЛС), работающих в режиме узкополосной доплеровской фильтрации [1], формируется двумерное радиолокационное изображение (РЛИ) участка земной поверхности в координатах радиальная дальность – доплеровская частота в виде матрицы РЛИ. Каждый элемент матрицы РЛИ представляет собой модуль комплексного измерения, полученного на выходе тракта первичной обработки в элементах разрешения дальности на доплеровских частотах. Интерес представляют те пиксели – элементы матрицы РЛИ, которые по модулю превышают порог обнаружения полезного сигнала отражения от объектов наблюдения – контролируемых элементов земной поверхности определенной физической природы. Задача заключается в определении пространственных координат данных объектов, наличие которых зафиксировано в элементах разрешения дальности и доплеровской частоты. Так как по одному пикселю с двумя координатами (дальность – доплеровская частота) невозможно оп-

ределить три пространственные координаты элемента поверхности, то получают несколько измерений, соответствующих одному элементу разрешения дальности и доплеровской частоты. Это достигается за счет включения нескольких пространственных каналов первичной обработки отраженных сигналов по числу приемных элементов антенной решетки (АР), пространственно разнесенных в плоскости одной антенны [2]. Запоздывание или опережение по фазе сигналов, принимаемых в приемных элементах АР, дает информацию о пространственном положении контролируемых элементов земной поверхности.

Для точного определения координат отдельных элементов поверхности требуется синхронизация по доплеровской частоте нескольких приемных каналов. В действительности из-за колебаний доплеровской частоты при приеме отраженных сигналов разными антеннами происходит «растекание» частот в соседних элементах разрешения частоты. Это приводит к появлению ложных спектральных отсчетов и изменению их амплитуды. Возникает проблема выделения спектральных отсчетов в нескольких

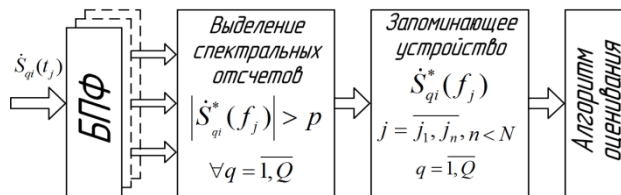
приемных каналах, соответствующих одному и тому же отражающему элементу поверхности.

Цель работы – усовершенствовать алгоритм выделения спектральных отсчетов с учетом возможных колебаний доплеровской частоты и исследовать работу алгоритмов оценивания пространственных координат.

Описание системы наблюдения

Бортовая импульсная доплеровская РЛС, работающая в миллиметровом диапазоне длин волн в режиме высокочастотного повторения импульсов, формирует узкий луч, круговая диаграмма направленности (ДН) которого на уровне 0,5 мощности составляет $1^\circ - 2^\circ$ по азимуту и углу места. Рассматривается частный случай, когда луч АР не сканирует. Принятые в q -х приемных элементах ($q = \overline{1, Q}$, Q – число таких элементов) периодические сигналы $s_q(t)$ проходят тракт первичной обработки. Каждый q -й канал ($q = \overline{1, Q}$) обрабатывает сигнал $s_q(t)$. Так как элементы АР разнесены в пространстве, то сигналы в q -х каналах отличаются фазами. Обработка сигналов в каналах ведется независимо (параллельно). В каждом q -м пространственном канале сигнал $s_q(t)$ проходит усиление промежуточной частоты, фазовое детектирование, низкочастотную фильтрацию, аналого-цифровое преобразование и стробирование по дальности (во времени t). Запомненная в оперативном запоминающем устройстве для каждого i -го элемента разрешения дальности R_i , $i = \overline{1, M}$ (M – число элементов дальности), комплексная временная последовательность $\dot{s}_{qi}(t_j)$, $j = \overline{1, N}$ (N – объем выборки), подается на блок быстрого преобразования Фурье (БПФ). На выходе БПФ в каждом i -м элементе дальности ($i = \overline{1, M}$) получается комплексный спектр в выделенной полосе доплеровских частот f_j в виде частотной последовательности $\dot{s}_{qi}^*(f_j)$, $j = \overline{1, N}$. Каждому элементу разрешения по частоте этого спектра соответствует пространственный элемент, в котором зафиксировано действие электромагнитного поля излучения (отсутствие или наличие отражения).

Спектральные последовательности $\dot{s}_{qi}^*(f_j)$, $j = \overline{1, N}$, поступают на алгоритм выделения спектральных отсчетов, структурная схема которого без учета колебаний доплеровской частоты показана на рисунке.



Структурная схема алгоритма выделения спектральных отсчетов

Данный алгоритм, сравнивая амплитуды $|\dot{s}_{qi}^*(f_j)|$ с порогом p , выделяет n частот f_j , $j = \overline{j_1, j_n}$, $j_1, j_n \in \{1, 2, \dots, N\}$, $j_1 < j_n$, $n < N$, на каждой из которых приняты полезные сигналы отражения от одних и тех же контролируемых элементов поверхности. Соответствующие выделенным j -м частотам (далее примем обозначение: $j = \overline{1, n}$) комплексные спектральные отсчеты $\dot{s}_{qi}^*(f_j)$, $q = \overline{1, Q}$, $j = \overline{1, n}$, в i -х элементах дальности поступают на алгоритмы оценивания координат, которые в соответствии с тем или иным методом вычисляют оценки пространственных координат x_{ij}, y_{ij}, z_{ij} , $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, n}$, элементов поверхности в прямоугольной системе наблюдателя. Найденные координаты используются по назначению.

Математическая модель спектральных отсчетов

Спектральные отсчеты $\dot{s}_q(f_j)$, $q = \overline{1, Q}$, (символы i , “*” опустим) подчинены модели [2]:

$$\dot{s}_q(f_j) = \gamma_q \sum_{k=1}^{k_j} U(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) G(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) \exp \{ i [(2\pi/\lambda) \delta_q + \xi_q] \} + \dot{p}_q(f_j), \quad (1)$$

$$\delta_q(x, y) = (x_q x_{jk} + y_q y_{jk}) / R, \quad j = \overline{1, n},$$

$$\xi_q = -(4\pi/\lambda) R_0 + \varepsilon(\varphi, \theta) + \eta_q(f_j),$$

$$\xi_q = \xi_q(f_j), \quad \gamma_q = \gamma_q(f_j).$$

Каждой j -й частоте f_j в (1) соответствуют k_j ($k_j = 1, 2, 3, \dots$) элементов отражения земной поверхности с координатами их центров x_{jk}, y_{jk}, z_{jk} , сигналы от которых суммируются. В частном случае разнесенных в пространстве контролируемых элементов поверхности (объектов на поверхности) принимается $k_j = 1$, $\forall j = \overline{1, n}$, и модель (1) упрощается:

$$\dot{s}_q(f_j) = \gamma_q U(\varphi_j, \theta_j) G(\varphi_j, \theta_j) \exp \{ i [(2\pi/\lambda) \delta_q + \xi_q] \} + \dot{p}_q(f_j), \quad (2)$$

$$\delta_q(x, y) = (x_q x + y_q y) / R.$$

В моделях (1), (2) используются следующие обозначения: γ_q – мультипликативная помеха, действующая по закону Рэлея и описывающая амплитудную нестабильность из-за колебаний частоты и фазы в q -х каналах; $U(\varphi, \theta)$ – амплитуда сигнала отражения в координатах азимута φ и угла места θ , привязанных к центру элемента разрешения j -й доплеровской частоты; $G(\varphi, \theta)$ – амплитудная ДН антенны; i – мнимая единица; λ – длина волны; δ_q – линейное запаздывание или опережение отраженного сигнала при приеме его в q -м приемном элементе антенны по сравнению с центром антенны, зависящее от искоемых координат x, y центра элемента отражения, радиальной дальности R и известных координат x_q, y_q центра q -го приемного элемента; ξ_q – составляющая фазы, зависящая от R и случайных величин $\varepsilon(\varphi, \theta)$ и $\eta_q(f_j)$, где ε меняет свои значения по равномерному закону на $[0, 2\pi]$ при переходе от одного элемента отражения поверхности к другому, а η_q представляет собой нормальный белый фазовый шум, меняющий свои значения в зависимости от j и q ; $\dot{p}_q(f_j)$ – аддитивный комплексный нормальный белый шум аппаратуры с нулевым средним.

Искомые при известной радиальной дальности R являются угловые координаты φ и θ или прямоугольные координаты x, y и $z = \sqrt{R^2 - x^2 - y^2}$ в антенной системе координат.

Величина $\delta_q(\varphi, \theta)$ для плоского фронта волны определена формулой расстояния от центра q -го приемного элемента антенны с координатами x_q, y_q до плоскости волны, достигшей центра антенны:

$$\delta_q(\varphi, \theta) = x_q \cos \theta \sin \varphi + y_q \sin \theta,$$

или с учетом $\cos \theta \sin \varphi = x/R$, $\sin \theta = y/R$:

$$\delta_q(x, y) = (x_q x + y_q y) / R.$$

Задача оценивания координат заключается в нахождении оценок $\hat{x}_{ij}, \hat{y}_{ij}, \hat{z}_{ij}$ координат x, y, z центров искоемых элементов отражения поверхности независимо в каждом i -м элементе разрешения дальности ($i = \overline{1, m}$) на j -й доплеровской частоте ($j = \overline{1, n}$) на основе совокупности Q комплексных измерений $\dot{s}_{qi}(f_j)$, $q = \overline{1, Q}$. Точность оценок зависит от точности выделения спектральных отсчетов. В моделях (1), (2) это выражается действием случайных величин $\gamma_q = \gamma_q(f_j)$ и $\eta_q(f_j)$, первая из которых искажа-

ет амплитуду, а вторая – фазу (что также приводит к изменению амплитуды). Поэтому ошибки оценивания координат будут определяться числовыми характеристиками данных случайных величин.

Модель измерений (2) используются при написании алгоритмов оценивания координат.

Метод выделения спектральных отсчетов

С целью модернизации алгоритма, схема которого изображена на рисунке, дается следующая формализация задачи выделения спектральных отсчетов с учетом колебаний частоты для каждого i -го элемента дальности (символ i далее опускается). В каждом q -м канале имеется спектральная последовательность $\dot{s}_q(f_j)$, $j = \overline{1, N}$. После сравнения модуля $|\dot{s}_q|$ комплексной величины $\dot{s}_q$ с порогом p (символ f_j опустим) независимо в q -х каналах ($q = \overline{1, Q}$) образуются множества $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$. Каждое q -е множество Ω_q содержит k -е элементы в виде спектральных отсчетов q -го канала $\dot{s}_q(k)$, прошедших через порог p , и номеров частот $j_q(k)$, соответствующих этим отсчетам: $\Omega_q = \{(\dot{s}_q(k), j_q(k)), k = \overline{1, m_q}\}$, где k – порядковый номер элемента; m_q – число элементов множества.

Требуется на множествах $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$ выбрать n непересекающихся ρ -х групп элементов

$$(\dot{s}_1(k_1), j_1(k_1))_\rho, (\dot{s}_2(k_2), j_2(k_2))_\rho, \dots,$$

$(\dot{s}_Q(k_Q), j_Q(k_Q))_\rho$, $k_q \in \{1, 2, \dots, m_q\}$, $q = \overline{1, Q}$, $\rho = \overline{1, n}$, составленных по одному элементу из каждого множества, наиболее правдоподобно соответствующих n отражающим элементам поверхности (n объектам). Число n подлежит оцениванию.

Подобная задача выбора известна как задача классификации элементов множеств $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$ по их принадлежности n объектам, например, в терминах траекторной обработки [3]. Формирование ρ -х групп элементов целесообразно подчинить критерию близости выбранных элементов к центру тяжести каждой группы в квадратичном смысле. Центр тяжести ρ -й группы рассматривается как точка в трехмерном пространстве параметров: частоты $x_1(\rho) = j(\rho)$, амплитуды $x_2(\rho) = |\dot{s}|$ и фазы (аргумента) $x_3(\rho) = \arg\{\dot{s}\}$ комплексной величины $\dot{s}$.

Критерий правдоподобия носит суммарный характер по числу n групп и подобен критерию метода наименьших квадратов (МНК) с весами:

$$I = \sum_{\rho} \sum_{q=1}^Q \sum_{L=1}^3 \mu_L(x_L(\rho, q) - \bar{x}_L(\rho))^2 \rightarrow \min, \quad (3)$$

где L – номер параметра; $\mu_L > 0$ – весовой коэффициент, выбираемый эмпирически; $x_L(\rho, q)$ – L -й параметр элемента множества Ω_q , отнесенный к ρ -й группе; $\bar{x}_L(\rho)$ – L -я координата центра тяжести ρ -й группы, вычисляемая по формуле:

$$\bar{x}_L(\rho) = (1/Q) \sum_{q=1}^Q x_L(\rho, q).$$

При известном числе n элементы, взятые по одному из каждого множества $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$, распределяются по n непересекающимся группам так, чтобы суммарный показатель (3) принял наименьшее значение.

Минимизация (3) наталкивается на вычислительный барьер, связанный с перебором всех возможных непересекающихся комбинаций элементов по n группам. Поэтому в дальнейшем используется последовательная процедура минимизации, основанная на последовательном выборе непересекающихся групп элементов с их исключением из состава множеств $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$: вначале выделяется первая группа, характеризующаяся наименьшим значением показателя I_1 , на оставшемся множестве групп выделяется вторая группа с наименьшим показателем I_2 и не пересекающаяся с первой и т.д. Критерий оптимальной классификации в этом случае принимает вид:

$$I(\rho) = \sum_{q=1}^Q \sum_{L=1}^3 \mu_L(x_L(\rho, q) - \bar{x}_L(\rho))^2 \rightarrow \min, \quad L = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Устанавливается приближенная связь критериев (3) и (4): $I \approx \sum_{\rho=1}^n I(\rho)$.

При неизвестном числе n (что соответствует реальности) последовательная оптимизация (4) оказывается наиболее удачной для решения задачи классификации. Для направленного перебора вариантов дополнительно накладывается ограничение $I(\rho) \leq \alpha_Q$, где α_Q – порог, выбираемый с учетом статистической достоверности выбранной комбинации элементов множеств.

Первые n непересекающихся групп элементов, удовлетворяющих порогу α_Q ($I(\rho) \leq \alpha_Q$, $\rho = \overline{1, n}$), дают оценку n количества наиболее правдоподобных групп. Спектральные отсчеты

$\dot{s}_q(k_p)$, $q = \overline{1, Q}$, отнесенные к ρ -м группам ($\rho = \overline{1, n}$), передаются на алгоритмы оценивания координат. Порог α_Q теоретически вычисляется с учетом статистических свойств параметров $x_L(\rho, q)$, практически – эмпирическим путем.

Для реализации направленного перебора вариантов при минимизации (4) воспользуемся рекуррентными соотношениями [3]:

$$\bar{x}_L(\rho, q) = \bar{x}_L(\rho, q-1) + (1/(q))(x_L(\rho, q) - \bar{x}_L(\rho, q-1)), \quad q = 2, \dots, Q, \quad (5)$$

$$I(\rho, q) = I(\rho, q-1) + ((q-1)/q) \sum_{L=1}^3 \mu_L(x_L(\rho, q) - \bar{x}_L(\rho, q-1))^2 \quad (6)$$

при $q = 2, \dots, Q$ и начальном условии

$$\bar{x}_L(\rho, 1) = x_L(\rho, q), \quad I(\rho, 1) = 0.$$

Алгоритм выделения спектральных отсчетов

Алгоритм основан на последовательной минимизации (6) с учетом (5) и сводится к следующим операциям.

1. В каждом q -м канале ($q = \overline{1, Q}$) амплитуды спектров $\dot{s}_q(j)$, $j = \overline{1, N}$, полученных при БПФ, сравниваются с порогом p обнаружения полезного сигнала. Если $|\dot{s}_q(j)| \leq p$, то формируется k -й элемент $(\dot{s}_q(k), j_q(k))$ множества Ω_q , $k = \overline{1, m_q}$, ($m_q \leq N$). В результате образуются множества Ω_q , $q = \overline{1, Q}$. Параметры элементов множеств Ω_q запоминаются как координаты точек в 3-мерном пространстве: $x_1(k, q) = j_q(k)$, $x_2(\rho) = |\dot{s}|$, $x_3(k, q) = \arg\{\dot{s}_q(k)\}$.

2. На первом шаге $q = 1$ рассматривается множество Ω_1 . Каждый k -й элемент ($k = \overline{1, n_1}$, $n_1 = m_1$) этого множества дает начало ρ -й группы, для нее устанавливаются начальные значения показателя правдоподобия и оценок координат центра ρ -й группы:

$$I(\rho, 1) = 0, \quad \bar{x}_L(\rho, 1) = x_L(\rho, 1), \quad L = \overline{1, 3}, \quad \rho = \overline{1, n_1}.$$

Номера k -х элементов запоминаются в массиве $K(\rho, 1) = \rho$, $\rho = \overline{1, n_1}$.

3. Для последующих множеств Ω_q ($q = 2, 3, \dots, Q$) выполняются следующие операции.

3.1. Каждой ρ -й группе ($\rho = \overline{1, n_{q-1}}$), полученной на предыдущем $(q-1)$ -м шаге, ставятся в соответствие k -е элементы множества Ω_q ($k = \overline{1, m_q}$). Выбору подлежат лишь те элементы,

частота которых $x_1(k, q) = j_q(k)$ удовлетворяет условию:

$$\bar{x}_1^{\partial}(\rho, q) - \Delta j \leq x_1(k, q) \leq \bar{x}_1^{\partial}(\rho, q) + \Delta j,$$

то есть попадает в доверительный интервал ρ -й группы, сформированной на предыдущем шаге. Интервал строится относительно экстраполированного значения частоты ρ -й группы

$$\bar{x}_1^{\partial}(\rho, q) = \bar{x}_1(\rho, q-1).$$

Величина отклонения Δj выбирается с учетом возможных колебаний частоты (например: $\Delta j = 1$ или 2).

Для таких k -х элементов вычисляется показатель в соответствии с (6):

$$I_k = I(\rho, q-1) + ((q-1)/q) \sum_{L=1}^3 (x_L(k, q) - \bar{x}_L(\rho, q-1))^2.$$

3.2. Показатель I_k сравнивается с порогом α_q . Если $I(q, k) \leq \alpha_q$, то k -й элемент множества Ω_q присоединяется к ρ -й группе и она получает свое продолжение с новым порядковым номером g на q -м шаге ($g = 1, 2, \dots$). Для g -й группы запоминается показатель качества: $I(g, q) = I_k$, уточняются оценки параметров в соответствии с (5):

$\bar{x}_L(g, q) = \bar{x}_L(\rho, q-1) + (1/q)(x_L(k, q) - \bar{x}_L(\rho, q-1))$, $L = \overline{1, 3}$, и запоминается номер присоединенного элемента: $K(g, q) = k$.

3.3. Если к ρ -й группе, полученной на предыдущем $(q-1)$ -м шаге, не присоединен ни один из элементов множества Ω_q ($I_k > \alpha_q \forall k = \overline{1, m_q}$), то эта группа считается неперспективной и не получает дальнейшего продолжения.

3.4. После выполнения операций п. п. 3.1 и 3.2 формируется n_q наиболее перспективных групп с оценками параметров $\bar{x}_L(g, q)$, $L = \overline{1, 3}$, $g = \overline{1, n_q}$, показателями правдоподобия $I(g, q)$ и номерами $K(g, q)$ присоединенных к g -м группам элементов множества Ω_q .

4. Для последнего номера $q = Q$ после выполнения операций раздела 3 выделяются n наилучших непересекающихся ρ -х групп с наименьшими показателями $I(g_\rho, Q)$, $\rho = \overline{1, n}$. Выделение групп производится последовательно в порядке увеличения показателей $I(g_1, Q), I(g_2, Q), \dots$, где g_1 – номер первой выделенной группы, g_2 – номер второй и т. д. После выделения ρ -й группы ($\rho = 1, 2, \dots$) из оставшихся групп исключаются те, номера элементов которых совпадают с номерами элементов выделенной группы. Для этого используется массив запомненных номеров

$K(g, q)$, $g = \overline{1, n_q}$, $q = \overline{1, Q}$. Допускается минимальное количество π одинаковых элементов групп (например, $\pi = 1$).

Операции п. 4 заканчиваются после выделения очередной ρ -й группы по признаку отсутствия оставшихся групп, при этом оценкой n является последний номер ρ : $n = \rho$.

5. Спектральные отсчеты $\dot{s}_q(k_\rho)$, $q = \overline{1, Q}$, $\rho = \overline{1, n}$, $k_\rho = K(g_\rho, q)$, выделенных элементов множеств $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$ передаются на алгоритмы оценивания координат.

Квазиоптимальная процедура. Возможно упрощение алгоритма. Для этого вводятся ограничения:

а) к ρ -й группе, сформированной на $(q-1)$ -м шаге, можно отнести только один k -й элемент множества Ω_q , доставляющий показателю I_k наименьшее значение;

б) выбранный k -й элемент не может быть привязан к другой g -й группе.

Это исключает возможность размножения вариантов, но нарушает оптимальность выбора на последнем Q -м шаге в смысле критерия (3). Также отпадает необходимость проверки пересечений выбранных групп, так как каждый элемент множества Ω_q в этом случае не может войти в состав более чем одной группы.

Замечание. В качестве альтернативного алгоритма выделения спектральных отсчетов может быть алгоритм, основанный на методах кластеризации [4]. В этом случае множества $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q$ помещаются в одно объединенное множество $\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_2, \dots, \cup \Omega_Q$, которое разделяется на n кластеров в соответствии с тем или иным методом кластеризации.

Алгоритмы оценивания координат

Алгоритм 1 (моноимпульсный метод). Координаты x_q, y_q центров 4-х приемных АР располагаются в точках $M_1(d, d)$, $M_2(-d, d)$, $M_3(-d, -d)$, $M_4(d, -d)$. Рассматриваются спектральные отсчеты $\dot{s}_q$, $q = 1, 2, 3, 4$, отнесенные к ρ -й группе (символ k_ρ опущен). Для каждой четверки комплексных величин $\dot{s}_q$, $q = 1, 2, 3, 4$, из (2), если упрощенно полагать $\gamma_q = 1$ и $\xi_q = \xi \forall q$, следует:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= U \exp\{i\xi\} \exp\{i\mu(x+y)\} + \dot{p}_1, \\ \dot{s}_2 &= U \exp\{i\xi\} \exp\{i\mu(-x+y)\} + \dot{p}_2, \\ \dot{s}_3 &= U \exp\{i\xi\} \exp\{i\mu(-x-y)\} + \dot{p}_3, \\ \dot{s}_4 &= U \exp\{i\xi\} \exp\{i\mu(x-y)\} + \dot{p}_4, \end{aligned}$$

где $\mu = 2\pi d / (R\lambda)$. При этом выполняются следующие операции.

1. Определяются суммарный и разностные сигналы:

$$\dot{S}_\Sigma = \dot{s}_1 + \dot{s}_2 + \dot{s}_3 + \dot{s}_4, \quad \dot{S}_X = \dot{s}_2 + \dot{s}_3 - \dot{s}_1 - \dot{s}_4, \\ \dot{S}_Y = \dot{s}_3 + \dot{s}_4 - \dot{s}_1 - \dot{s}_2.$$

2. Вычисляются пеленгационные характеристики:

$$U_X = -\text{Im}\{\dot{S}_X\} / \text{Re}\{\dot{S}_\Sigma\} = \text{tg}(\mu x), \\ U_Y = -\text{Im}\{\dot{S}_Y\} / \text{Re}\{\dot{S}_\Sigma\} = \text{tg}(\mu y).$$

3. Находятся оценки координат для i -х элементов дальности R_i и ρ -х групп на линейной части пеленгационных характеристик:

$$\hat{x}_{ip} = U_X / \mu, \quad \hat{y}_{ip} = U_Y / \mu, \quad \hat{z}_{ip} = \sqrt{R^2 - \hat{x}_{ip}^2 - \hat{y}_{ip}^2}.$$

4. Операции 1 – 3 повторяются для всех i -х элементов дальности ($i = \overline{1, m}$) и ρ -х выделенных групп ($\rho = \overline{1, n}$).

Замечание. Сделанные изначально упрощения $\gamma_q = 1$ и $\xi_q = \xi \quad \forall q$ приводят к ошибкам оценивания координат.

Алгоритм 2 (фазовый метод). Приемные элементы АР располагаются на плоскости в точках с координатами: $M_1(d, 0)$, $M_2(0, d)$, $M_3(-d, 0)$, $M_4(0, -d)$. Для каждой четверки комплексных величин $\dot{s}_q$, $q = 1, 2, 3, 4$, их фазы ψ_q зависят от x, y :

$$\psi_q = \arg\{\dot{s}_q(f_j)\} = (2\pi/\lambda) \delta_q + \xi_q = \\ = 2\pi/(R\lambda)(x_q x + y_q y) + \xi_q.$$

При оценивании искоемых координат x, y выполняется следующее.

1. Измеряются аргументы комплексных величин $\dot{s}_q$ – фазы $\psi_q = \arg\{\dot{s}_q\}$, $q = 1, 2, 3, 4$, с помощью фазового детектора.

2. Вычисляются разности фаз: $\Delta\psi_X = \psi_1 - \psi_3$, $\Delta\psi_Y = \psi_2 - \psi_4$.

3. Находятся оценки координат элемента отражения на i -й дальности для ρ -й группы:

$$\hat{x}_{ip} = \Delta\psi_X / (2\mu), \quad \hat{y}_{ip} = \Delta\psi_Y / (2\mu), \\ \hat{z}_{ip} = \sqrt{R^2 - \hat{x}_{ip}^2 - \hat{y}_{ip}^2}.$$

4. Операции п. п. 1 – 4 повторяются для всех значений $i = \overline{1, m}$ и $j = \overline{1, n}$.

Ошибки оценивания координат зависят от числовых характеристик случайной величины $\eta_q(f_j)$ в составе

$$\xi_q = -(4\pi/\lambda)R_0 + \varepsilon(\varphi, \theta) + \eta_q(f_j).$$

Алгоритмы 1 и 2 рассчитаны на один элементарный отражатель на каждой доплеровской частоте. При наличии нескольких элементарных отражателей на одной частоте оценке подлежит некоторый центр этой группы, и точность оценивания каждого отражателя снижается.

Компьютерное моделирование

Пространственный элемент разрешения доплеровской РЛС в пределах объема ДН антенны располагается вдоль изодопы – линии пересечения сферической поверхности уровня дальности R_i (далее обозначено R) и конической поверхности уровня частоты f_j . На изодопе находится отражающий элемент – контролируемый объект на поверхности. Известна зависимость [1]:

$$f_j = (2v/\lambda) \cos \alpha_j,$$

связывающая доплеровскую частоту f_j с косинусом угла α_j между ортом $\vec{v}^0 = (v_x, v_y, v_z)$ вектора $\vec{v}$ скорости движения носителя РЛС (v_x, v_y, v_z – направляющие косинусы вектора $\vec{v}$) и радиус-вектором $\vec{r} = (x, y, z)$ центра отражающего элемента поверхности. Через скалярное произведение векторов $\vec{v}^0$ и $\vec{r}$ устанавливается связь между координатами и частотой:

$$v_x x + v_y y + v_z z = R \cos \alpha_j = R(\lambda/2v) f_j. \quad (7)$$

Уравнение (7) в прямоугольной системе координат можно рассматривать как уравнение плоскости, которое совместно с уравнением сферы $R = (x^2 + y^2 + z^2)^{1/2}$ при фиксированной дальности R дает уравнение изодопы. Для узкой ($1^\circ - 2^\circ$) ДНА в (7) принимается $z \approx R$ и (7) упрощается:

$$v_x x + v_y y = c_j, \quad (8)$$

$$c_j = R(\cos \alpha_j - v_z) = R[(\lambda/2v) f_j - v_z],$$

т.е. изодопы в пределах ширины ДН антенны аппроксимируется прямой.

Из (8) вытекают практически важные случаи переднебокового обзора, когда $\vec{v}^0 = (v_x, 0, v_z)$ и координата x определяется доплеровской частотой через коэффициент $c_j: x = c_j / v_x$, а также передненижнего обзора, когда $\vec{v}^0 = (0, v_y, v_z)$ и $y = c_j / v_y$.

При моделировании на известной дальности R задавались координаты x, y отражающих элементов поверхности, которые для известной скорости v , координат вектора скорости v_x, v_y, v_z и длины волны λ определяли доплеровскую частоту f_j в соответствии с (7), (8).

Моделировался участок земной поверхности, наблюдаемый при движении бортовой РЛС в режимах переднебокового и передненижнего обзоров. Скорость движения и орт вектора скорости задавались: $v = 100 \text{ м/с}$, $\vec{v}^0 = (1/\sqrt{2}; 0; 1/\sqrt{2})$ для переднебокового обзора, $\vec{v}^0 = (0; 1/\sqrt{2}; 1/\sqrt{2})$ для передненижнего обзора и $\vec{v}^0 = (1/\sqrt{3}; 1/\sqrt{3}; 1/\sqrt{3})$ для общего случая. На дальности $R = 1 \text{ км}$ моделировалась полоса склона земной поверхности. При ширине круговой ДНА 2° на дальности 1 км высота склона по оси ou составляла 34 м , протяженность по оси ox также 34 м . Центры элементов поверхности общим числом 26 по одному на каждой частоте шли с шагом $1,36 \text{ м}$ по осям x и y в сторону уменьшения высоты склона. Каждому элементу соответствовала определенная доплеровская частота. Среди 26 элементов присутствовали $n = 5-10$ элементов, принадлежащих ρ -м объектам ($\rho = \overline{1, n}$). Оценке подлежали их пространственные координаты. Для имитации неровности склона координата y точек отражения подвергалась искажению по равномерному закону.

Базовое расстояние между приемными элементами АР: $2d = 0,1 \text{ м}$. Ширина круговой ДН $\Delta = 2\pi/180 \approx 0,034 \text{ рад}$, что соответствует линейной ширине примерно 34 м на указанной дальности. Амплитудная ДН q -го приемного элемента антенны с угловыми координатами центра $(\varphi_{0q}, \theta_{0q})$ при $k_0 = \sqrt{1,4}$:

$$G_q(\varphi, \theta) = \exp\{-k_0[(\varphi - \varphi_{0q})^2/\Delta^2 + (\theta - \theta_{0q})^2/\Delta^2]\}.$$

В составляющей фазы $\xi_q = \varepsilon - (4\pi/\lambda)R + \eta_q$ случайная величина ε , равномерно распределенная на $[0, 2\pi]$, менялась при переходе от одного элемента отражения к другому. На входе ДПФ действовал аддитивный комплексный шум с нулевым средним и СКО действительной и мнимой части σ_p . Предусматривалась мультипликативная помеха с единичным средним и СКО σ_γ . Действовал фазовый шум η_q с нулевым средним и СКО σ_η . Длина волны $\lambda = 0,01 \text{ м}$.

На выходе трактов первичной обработки в Q каналах при частоте дискретизации $f_d = 100 \text{ кГц}$ моделировались Q временных последовательностей длиной $N = 5000$ каждая, которые подвергались ДПФ. В общей полосе частот $[0, 100 \text{ кГц}]$ полоса частот, соответствующая элементам поверхности, составляла $[13,9 \text{ кГц}; 14,4 \text{ кГц}]$ с разрешением по частоте 20 Гц . Некоторые из этих частот общим числом n соответствовали искомым объектам.

Полученные в результате ДПФ спектральные последовательности подавались на вход алгоритмов обработки данных (выделения спектральных отсчетов и оценивания координат). При реализации алгоритма выделения спектральных отсчетов использовалась квазиоптимальная процедура.

Точность оценок $\hat{x}_{ip}, \hat{y}_{ip}, \hat{z}_{ip}$ характеризовалась евклидовым расстоянием между точкой $M(x_{ip}, y_{ip}, z_{ip})$ – центром i -го, ρ -го элемента отражения и найденной алгоритмом точкой $\hat{M}(\hat{x}_{ip}, \hat{y}_{ip}, \hat{z}_{ip})$, которое принималось за ошибку оценивания: $\Delta = \|M - \hat{M}\|$. В статистическом смысле мерой точности являлись: средняя ошибка $\bar{\Delta}$, СКО ошибки σ_Δ и доверительный интервал ошибок. Результаты моделирования сводятся к следующему.

Влияние аддитивного шума $\dot{p}_q$ на входе ДПФ на точность работы алгоритмов 1, 2 показано в таблице 1. Здесь даны средние ошибки и оценки СКО ошибок, усредненные в диапазоне отношения сигнал-шум $C/\Pi = 20 \lg(U/\sigma_p)$ от 20 до 60 дБ при $\sigma_\gamma = 0$ и $\sigma_\eta = 0$.

Таблица 1 – Влияние аддитивного шума

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,583	0,523
Средняя СКО, м	0,263	0,305

Слабое влияние аддитивного шума, действующего на входе ДПФ, объясняется значительным снижением уровня шума в результате его усреднения в алгоритме ДПФ.

Влияние мультипликативной помехи γ_q при фиксированном отношении $C/\Pi = 60 \text{ дБ}$ и $\sigma_\eta = 0$ показано в таблице 2. Данные усреднены в диапазоне значений σ_γ от 0 до $0,2$.

Таблица 2 – Влияние мультипликативной помехи

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,600	0,543
Средняя СКО, м	0,296	0,319

Влияние фазового шума η_q при фиксированном отношении $C/\Pi = 60 \text{ дБ}$ и $\sigma_\gamma = 0$ показано в таблице 3. Данные усреднены в диапазоне значений σ_η от 0 до $\pi/5$.

Таблица 3 – Влияние фазового шума

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,656	0,664
Средняя СКО, м	0,475	0,392

В алгоритме 2 из-за скачков фазы наблюдались сбои – оценки координат на отдельных частотах выходили за пределы линейной ширины ДНА, такие частоты пропускались. Оценка вероятности сбоя составила 0,05.

Работа алгоритмов считалась удовлетворительной, если средняя ошибка не превышала 1 м. При этом доверительный интервал ошибок, распределенных по закону Рэлея, при доверительной вероятности 0,95 для СКО ошибки σ_{Δ} составляет $(0; 2,5\sigma_{\Delta})$ и при $\sigma_{\Delta} < 0,4$ дает $(0; 1)$ м.

Вычислительный анализ алгоритмов показал, что их сложность линейно возрастает с увеличением числа доплеровских частот при параллельной обработке сигналов в элементах дальности и имеет квадратичную зависимость при последовательной обработке.

Выводы

Использование нескольких пространственных каналов имеет очевидное преимущество по сравнению с одним каналом. Так, на дальности 1 км при ширине ДНА 2^0 максимальная погрешность оценки положения элементарного отражателя в системе с одним пространственным каналом составляет половину линейной ширины ДНА – 12 м. Предлагаемые алгоритмы в условиях моделирования позволяют измерить положение с погрешностью до 1 м (с учетом доверительного интервала ошибок оценивания) при известной дальности R . Следовательно, погреш-

ность оценок угловых координат (в линейных единицах) удастся уменьшить в 10 раз.

Колебания доплеровской частоты в каналах компенсируются действием предложенного алгоритма выделения спектральных отсчетов. Алгоритмы могут найти применение в бортовых РЛС в целях повышения безопасности маловысотных полетов, когда требуется определение координат отдельно стоящих на земной поверхности высотных объектов, а также в системах трехмерного радиовидения [5].

Работа выполнена при поддержке Гранта ведущим научным школам РФ (НШ-7116.2016.8).

Библиографический список

1. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Ключко В. К. Модель многоканальной системы оценивания координат элементов земной поверхности на базе бортовой доплеровской РЛС // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 3. С. 40 – 43.
3. Ключко В. К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплопотоэлектронных системах. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
4. Чураков Е. П. Введение в многомерные статистические методы: учеб. пособие. СПб.: Изд-во «Лань», 2016. 148 с. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь. 1983. – 536 с.
5. Ключко В. К. Трехмерное радиовидение на базе бортовой доплеровской РЛС // Радиотехника. 2015. № 5. С. 35 – 40.

UDC 621.396

ESTIMATION OF SURFACE REFLECTING ELEMENT COORDINATES IN A BOARD DOPPLER RADAR STATION

V. K. Klochko, PhD., head of EMM department, RSREU; klochkovk@mail.ru

Yu. R. Polikanov, master student of RTS department, RSREU; mr.polickanow@yandex.ru

*The description of board multi-channel Doppler system to estimate spatial coordinates of separate reflecting surface elements is given. Estimation of each element coordinates is carried out on the basis of several spectral countings having passed the path of preprocessing in several receiving channels and corresponding to one Doppler frequency. Oscillations of Doppler frequency due to the signals received by several aeriels lead to the appearance of false spectral countings and change of their amplitude. There is a problem of exact separation of spectral counting in several receiving channels corresponding to the same reflecting surface element. **The aim of the work** – to improve an algorithm of spectral counting separation taking into account possible oscillations of frequency and to research the operation of spatial coordinates estimation algorithms. The algorithm of spectral counting separation based on the method of optimum classification is offered. On the basis of mathematical model of spectral countings the description of estimation algorithms based on monopulse and phase methods is given. The results of computer modeling of algorithms operation are provided. The influence of spectral counting separation errors on the coordinates estimation accuracy is studied.*

Key words: coordinates estimation, board radar station, multi-channel Doppler radar station, separation of spectral countings, monopulse method, phase method.

DOI: 10.21667/1995-4565-2017-59-1-15-23

References

1. **Kondratenkov G. S., Frolov A. YU.** Radiovidenie. Radiolokacionnye sistemy distancionnogo zondirovaniya Zemli: Uchebnoe posobie dlya vuzov / pod red. G. S. Kondratenkova. M.: Radiotekhnika, 2005. 368 p.
2. **Klochko V. K.** Model' mnogokanal'noj sistemy ocenivaniya koordinat ehlementov zemnoj poverhnosti na baze bortovoj doplerovskoj RLS. Radiotekhnicheskie i telekommunikacionnye sistemy (RTS). 2015. no. 3. pp. 40 – 43. (in Russian).
3. **Klochko V. K.** Matematicheskie metody vosstanovleniya i obrabotki izobrazhenij v radioteplooptoelektronnyh sistemah. Ryazan': RGRTU, 2009. 228 p. (in Russian).
4. **Churakov E. P.** Vvedenie v mnogomernye statisticheskie metody: Uchebnoe posobie. SPb.: Izd-vo «Lan'», 2016. 148 p. (in Russian).
5. **Klochko V. K.** Trekhmernoe radiovidenie na baze bortovoj doplerovskoj RLS. Radiotekhnika. 2015. no. 5. pp. 35 – 40. (in Russian).