

Повышение разрешающей способности по доплеровской частоте при обнаружении движущихся объектов системой радиоприемников

В.К. Клочко¹, Ву Ба Хунг²

¹ Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1

E-mail: klochkovk@mail.ru

² Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1

E-mail: ronando2441996@gmail.com@mail.ru

Предложен подход к построению двухпозиционной полуактивной доплеровской радиосистемы пеленгации воздушных объектов на ближних рубежах дальности. Разработан алгоритм обнаружения объектов для системы приемников на основе предложенного подхода.

Исследована работа алгоритма методом компьютерного моделирования.

Ключевые слова: разрешающая способность, доплеровская частота, обнаружение объектов

Increase in Doppler resolution when moving objects are detected by the radio receiver system

V.K. Klochko¹, Vu Ba Hung²

¹ Ryazan State Radio Engineering University.

² Ryazan State Radio Engineering University.

Approach to construction of two-position semi-active Doppler radio system for direction finding of air objects at near range boundaries is proposed. An object detection algorithm has been developed for the receiver system based on the proposed approach. The work of the algorithm by computer modeling was investigated.

Keywords: resolution, Doppler frequency, object detection

Введение

Для обнаружения и оценивания пространственных координат движущихся объектов в доплеровском приемнике, принимающим сигналы в нескольких элементах антенной решетки (АР), сигналы подвергаются первичной обработке в независимых приемных каналах [1]. По результатам первичной обработки сигналы в цифровой форме на промежуточной частоте в каждом элементе разрешения дальности переводятся в спектр быстрым преобразованием Фурье. В полосе доплеровских частот выделяются те частоты, на которых амплитуды спектральных составляющих превышают порог обнаружения во всех приемных каналах. Далее определяются фазы выделенных спектральных составляющих и методом разности фаз находятся координаты объектов, разрешенных по доплеровской частоте в элементе дальности.

При наличии одного приемника и движении двух (или более) объектов с близкими радиальными скоростями в силу низкой разрешающей способности по доплеровской частоте объекты в одном элементе дальности будут обнаруживаться как один объект с ложными координатами положения. Существующие методы свехразрешения по угловым координатам (и доплеровской частоте) в одном радиоприемнике, например, методы MUSIC, Кейпона, MVDR, EV, Писаренко [2, 3] и др. требуют определенных условий и дополнительных вычислительных затрат. Предлагается подход,

позволяющий повысить разрешение по доплеровской частоте без использования специальных методов сверхразрешения с помощью второго приемника.

Цель работы – повышение эффективности функционирования доплеровских радиосистем наблюдения за маловысотными и малоразмерными движущимися объектами путем повышения разрешающей способности системы по доплеровской частоте и вероятности обнаружения объектов.

Модель сигнала и постановка задачи

Радиоприемник с пятью приемными элементами АР принимает квазинепрерывные сигналы в сантиметровом диапазоне длин волн с последующей обработкой сигналов в пяти независимых каналах. Приемные элементы АР расположены в плоскости OXY с прямоугольными координатами центров (x_q, y_q) , $q = 0, 1, 2, 3, 4$: $(x_0, y_0) = (0, 0)$, $(x_1, y_1) = (a, 0)$, $(x_2, y_2) = (0, a)$, $(x_3, y_3) = (-b, 0)$, $(x_4, y_4) = (0, -b)$, $a > 0$, $b > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы). После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных объектов, перехода на промежуточную частоту ω_n вместе с доплеровской частотой $\omega_{nd} = \omega_n + \omega_d$ и дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель сигнала принимает вид

$$\dot{s}_{q\Sigma}(t_i) = \sum_{k=1}^m \gamma U_0(\varphi_k, \theta_k) G(\varphi_k, \theta_k) \exp[j(\omega_{nd}(\varphi_k, \theta_k)t_i - 4\pi R/\lambda - 2\pi \delta_q(\varphi_k(t_i), \theta_k(t_i))/\lambda + \xi) + p_q(t), i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где n – число дискретных отсчетов моментов времени в элементе дальности $[R, R+\Delta R]$; ΔR – разрешающая способность по дальности; $m = m_0 + m_1$, где m_0 – число k -х составляющих сигнала, принадлежащих движущимся объектам и приходящим в моменты t_{k0} в элементе разрешения дальности, а m_1 – число переотражений, приходящих в моменты t_{k1} с некоторым опозданием ($t_{k1} > t_{k0}$); γ – мультипликативный шум с единичным средним; U_0 – амплитуда; $G(\varphi, \theta)$ – амплитудная характеристика диаграммы направленности (ДН) приемного элемента АР; j – мнимая единица; λ – длины волны; δ_q – отклонение фронта волны, достигшей q -го бокового элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_0 = 0$); $\xi = \varphi_0 + \eta$, φ_0 – начальная фаза; η – случайное изменение фазы на $[0, 2\pi]$; \dot{p}_q – аддитивный комплексный шум с нулевым средним, действующий в q -м канале; φ_k и θ_k – азимут и угол места k -го источника сигнала.

Для объектов, находящихся в разных элементах дальности, модель (1) упрощается и на промежутке времени $[t_0, t_1]$ прихода полезного сигнала (до переотражений) принимает вид

$$\dot{s}_q(t_i) = \gamma U_0 G(\varphi, \theta) \exp[j(\omega_{nd}t_i - 4\pi R_0/\lambda - 2\pi \delta_q/\lambda + \xi)] + \dot{p}_q(t_i), i = \overline{1, n}. \quad (2)$$

В составе модели (2) присутствует величина δ_q , которая содержит информацию о угловых φ, θ и пространственных x, y координатах (z определена x, y, R) объекта:

$$\delta_q = x_q \cos \theta \sin \varphi + y_q \sin \theta = (x_q x + y_q y) / R.$$

Задача в рамках модели (2) заключается в обнаружении всех объектов и оценивании их координат x, y, z на промежутке времени $[t_0, t_1]$.

Измерение фаз в частотной области и вычисление координат

После обработки дискретных последовательностей $\dot{s}_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, с помощью преобразования Фурье в q -х каналах первичной обработки ($q = \overline{0, Q}$, $Q = 4$) получаются спектральные последовательности комплексных амплитуд $\dot{s}_q(f_i)$ на доплеровских частотах f_i , $i = \overline{1, n}$, с модулями $|\dot{s}_q(f_i)|$ и аргументами-фазами $\arg \dot{s}_q(f_i) = \psi_q$. В спектрах доплеровских частот q -х каналов ($q = \overline{0, Q}$) выделяется одинаковая частота (или близкие частоты), на которой модули $|\dot{s}_q(f_i)|$ комплексных амплитуд превышают порог обнаружения полезного сигнала для всех $q = \overline{0, Q}$. На выделенной частоте измеряются фазы $\psi_q = -4\pi R/\lambda - 2\pi\delta_q/\lambda + \xi + \varepsilon_q$, $q = \overline{0, Q}$, где ε_q – ошибки измерения фазы.

Для координат центров пяти ($Q+1=5$) приемных элементов АР разности фаз на момент времени $t \in (t_0, t_1)$ принимают значения

$$\begin{aligned}\Delta\psi_1 &= \psi_0 - \psi_1 = (2\pi/\lambda)\delta_1 + \Delta\varepsilon_1 = (2\pi/\lambda)ax/R + \Delta\varepsilon_1, \\ \Delta\psi_2 &= \psi_0 - \psi_2 = (2\pi/\lambda)\delta_2 + \Delta\varepsilon_2 = (2\pi/\lambda)ay/R + \Delta\varepsilon_2, \\ \Delta\psi_3 &= \psi_0 - \psi_3 = (2\pi/\lambda)\delta_3 + \Delta\varepsilon_3 = -(2\pi/\lambda)bx/R + \Delta\varepsilon_3, \\ \Delta\psi_4 &= \psi_0 - \psi_4 = (2\pi/\lambda)\delta_4 + \Delta\varepsilon_4 = -(2\pi/\lambda)by/R + \Delta\varepsilon_4\end{aligned}\quad (3)$$

Из (3) можно определить координату x с помощью 1-го и 3-го элементов АР:

$$x_1 = \Delta\psi_1 R / ka + \eta_1, \quad x_2 = -\Delta\psi_3 R / kb + \eta_3, \quad k = 2\pi/\lambda,$$

где случайные величины η_1 и η_3 обусловлены ошибками $\Delta\varepsilon_1 = \varepsilon_0 - \varepsilon_1$ и $\Delta\varepsilon_3 = \varepsilon_0 - \varepsilon_3$. Для уменьшения влияния η_1 и η_3 воспользуемся усреднением с весами:

$$\hat{x} = (ax_1 + bx_2)/(a + b).$$

Аналогично с помощью 2-го и 4-го элементов АР можно определить оценку для y :

$$\begin{aligned}\hat{y} &= (ay_1 + by_2)/(a + b), \quad y_1 = \Delta\psi_2 R / ka + \eta_2, \quad y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb + \eta_4. \\ \hat{z} &= \sqrt{R^2 - \hat{x}^2 - \hat{y}^2}.\end{aligned}$$

Подход к повышению разрешения по доплеровской частоте

Разрешение по доплеровской частоте определяется минимальной абсолютной разностью частот $\Delta\omega_{\min} = \min |\omega_1 - \omega_2|$, при которой спектральные составляющие, выделенные на частотах ω_1 и ω_2 , позволяют обнаруживать объекты отдельно и оценивать их координаты. Разность доплеровских частот зависит от разности $\Delta\alpha = |\alpha_1 - \alpha_2|$ углов α_1 и α_2 , которые векторы скоростей \vec{v}_1 , \vec{v}_2 двух объектов, движущихся с одинаковой абсолютной скоростью v , составляют с линией визирования антенны (биссектрисой ее ДН).

Для приемника, совмещенного с передатчиком, частота $f = \omega/2\pi$ связана с углом α отклонения вектора скорости \vec{v} движения объекта от биссектрисы ДН упрощенной (без учета ускорения объекта) зависимостью:

$$f = (2v/\lambda)\cos\alpha = (2/\lambda)v_r \quad \text{или} \quad \omega = 2\pi f = (4\pi/\lambda)v_r, \quad (4)$$

где v – абсолютная скорость движения объекта; v_r – радиальная составляющая скорости.

Из (4) следует пропорциональная зависимость $\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2|$ от абсолютной разности проекций скоростей двух объектов $\Delta v_r = |v_{r1} - v_{r2}|$:

$$\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| = (4\pi/\lambda)\Delta v_r.$$

Пусть вектор скорости первого объекта направлен по линии визирования антенны первого основного приемника (обозначим его как приемник А), а вектор скорости второго объекта составляет с вектором первого угол $\Delta\alpha$, тогда доплеровские частоты для 1-го и 2-го объектов в приемнике А составляют

$$f_{A1} = 2v/\lambda, \quad f_{A2} = 2v\cos\Delta\alpha/\lambda,$$

соответственно абсолютная разность доплеровских частот в приемнике А

$$\Delta f_A = |f_{A1} - f_{A2}| = (2v/\lambda)(1 - \cos\Delta\alpha) = \Delta\omega_A/2\pi$$

при разности радиальных скоростей

$$\Delta v_A = 2v(1 - \cos\Delta\alpha).$$

Проблема состоит в том, что при $\Delta v_A < \Delta v_{A\min} = (\lambda/2\pi)\Delta\omega_{A\min}$ объекты не разрешаются по частоте и оцениваются как один объект.

Для повышения $\Delta\omega_A > \Delta\omega_{A\min}$ следует увеличивать Δv_A . С этой целью предлагается подход, который заключается в следующем.

Расположим относительно приемника А второй пассивный приемник В, линия визирования которого составляет с линией визирования первого угол α . Доплеровские частоты от первого и второго объектов в приемнике В составляют

$$f_{B1} = v(1 + \cos\alpha)/\lambda, \quad f_{B2} = v[\cos\Delta\alpha + \cos(\alpha - \Delta\alpha)]/\lambda,$$

соответственно абсолютная разность $\Delta v_B = |v_{B1} - v_{B2}|$ проекций векторов скоростей двух объектов на радиальное направление линий визирования А и В

$$\begin{aligned} \Delta v_B = |v_{B1} - v_{B2}| &= |v(1 + \cos\alpha) - v[\cos\Delta\alpha + \cos(\alpha - \Delta\alpha)]| = \\ &= v|(1 - \cos\alpha) + [\cos\alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)]|. \end{aligned} \quad (5)$$

Из необходимого условия экстремума Δv_B как функции α : $\Delta v_r = \Delta v_r(\alpha)$ путем раскрытия модуля в (5), дифференцирования по α и приравнивания нулю производную получаем следующую зависимость оптимального угла α_{\max} от $\Delta\alpha$ с учетом положительности α :

$$\alpha_{\max} = \arctg\left(\frac{\sin\Delta\alpha}{1 - \cos\Delta\alpha}\right), \quad (6)$$

по которой можно определить угол α_{\max} , при котором модуль разности проекций скоростей достигает наибольшего значения. Достаточность экстремума удобно показать графически.

На рис. 1 приведена зависимость функции $\Delta v_B(\alpha)$ от α при фиксированных значениях $\Delta\alpha = 5^\circ$ (нижняя дуга) и $\Delta\alpha = 10^\circ$ (верхняя дуга) при $v = 10$ м/с.

Оптимальное значение $\alpha_{\max} = 85^\circ$ соответствует максимуму функции $\Delta v_{B\max} = \Delta v_B(\alpha_{\max})$ и вычисляется по формуле (6). Соответственно достигается максимум абсолютной разности доплеровских частот $\Delta\omega_{B\max} = (2\pi/\lambda)\Delta v_{B\max}$, что обеспечивает наилучшие условия разрешения по доплеровской частоте и обнаружения двух объектов. Для сравнения на рис. 1 показаны горизонтальными линиями значения

$\Delta v_A = 2v(1 - \cos \Delta\alpha)$ при $\Delta\alpha = 5^\circ$ (нижняя прямая) и $\Delta\alpha = 10^\circ$ (верхняя прямая), $v = 10$ м/с, для случая работы одного приемника А.

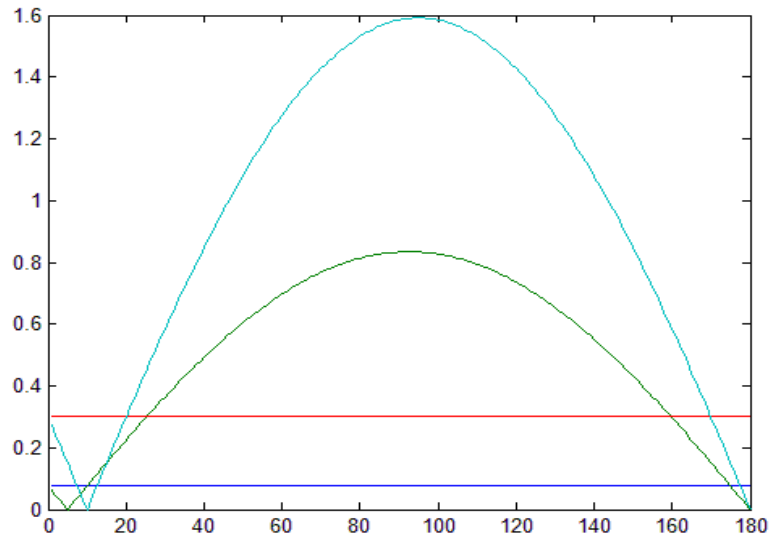


рис. 1. Зависимость Δv_B от α

Видно (рис. 1), что наличие двух приемников в рассмотренном примере дает преимущество в разрешении по доплеровской частоте от 3 до 5 раз.

На рис. 2 дана зависимость оптимального значения угла α_{\max} от $\Delta\alpha$ формулы (6), которая для $\Delta\alpha = 1^\circ, 2^\circ, \dots, 10^\circ$ дает рекомендацию угловых отклонений линий визирования приемников от 85° до $89,5^\circ$.

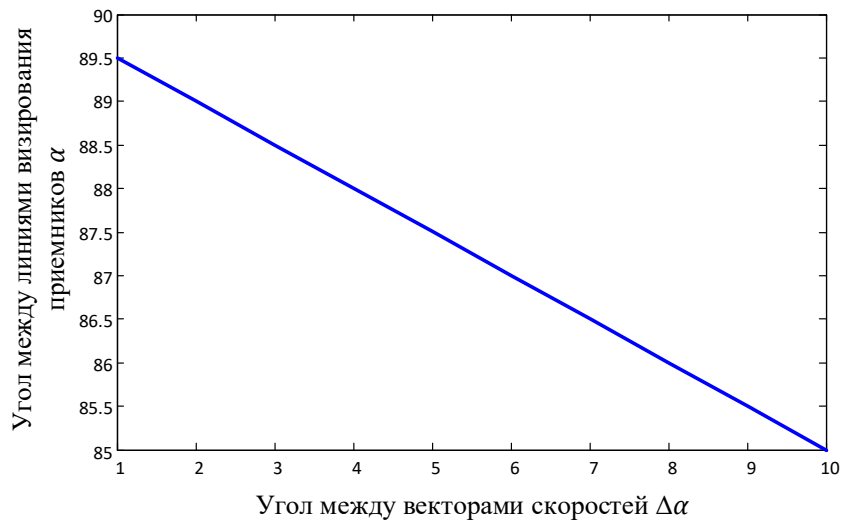


рис. 2. Зависимость угла α_{\max} от $\Delta\alpha$

На рис. 3 показана зависимость отношения $\Delta v_B / \Delta v_A$ от угла α для случаев $\Delta\alpha = 3^\circ$ (верхняя дуга), $\Delta\alpha = 5^\circ$ (средняя дуга) и $\Delta\alpha = 10^\circ$ (нижняя дуга).

Видно (рис. 3) во сколько раз система двух приемников имеет преимущество в количественном выигрыше по сравнению с одним приемником.

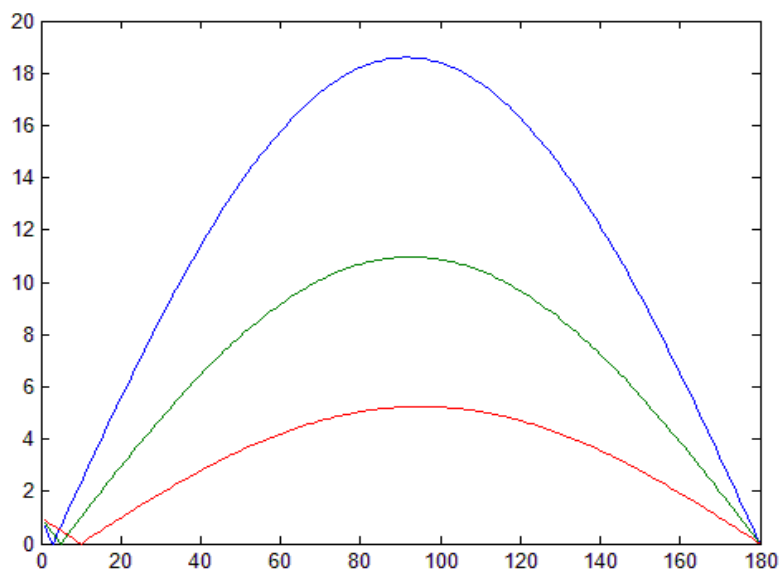


рис. 3. Зависимость отношения $\Delta v_B / \Delta v_A$ от угла α в полуактивной системе

Алгоритм обнаружения объектов в полуактивной системе

Рассмотрим случай, когда первый активный приемник A , совмещенный с передатчиком, работает в квазинепрерывном режиме, периодически посылая зондирующий сигнал. Второй пассивный приемник B работает непрерывно на прием и синхронизирован по времени с A . Задача заключается в обнаружении объектов на дальности R_A (дальность фиксирована) в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_N посылок зондирующих сигналов со стороны A .

Алгоритм совместной работы A и B заключается в следующем.

1. В активном приемнике A после излучения зондирующего сигнала в момент времени t_k , $k \in \{1, 2, \dots, N\}$, принимаются сигналы $\dot{s}_{Aq}(t)$ в q -х приемных элементах АР, $q = \overline{0, Q}$, на промежутке времени $t \in [\tau_{A1}, \tau_{A2}] \subset [t_k, t_{k+1}]$, соответствующем элементу дальности $[R_A, R_A + \Delta R]$, где ΔR – разрешение по дальности. Эти сигналы подвергаются преобразованиям в $Q+1$ каналах первичной обработки (число каналов Q определяется числом элементов АР).

2. После дискретизации по времени последовательности $\{\dot{s}_{Aq}(t_i)\}$, $i = \overline{1, n}$, где n – объем выборки значений $\dot{s}_{Aq}(t)$ на $[\tau_{A1}, \tau_{A2}]$, подвергаются быстрому преобразованию Фурье (БПФ), в результате которого образуются спектры $\{\dot{s}_{Aq}(\omega_i)\}$, $q = \overline{0, Q}$, на круговых частотах ω_i , $i = \overline{1, n}$.

3. На заданном уровне γ выделяются частоты $\omega_{A1}, \dots, \omega_{Am} \in \{\omega_1, \dots, \omega_n\}$ общим числом m_A ($m_A < n$), на которых амплитуды спектральных составляющих превышают порог γ : $|\dot{s}_{Aq}(\omega_{Ak})| > \gamma, \forall q = \overline{0, Q}, k = \overline{1, m_A}$, в $Q+1$ спектрах. Для каждой выделенной частоты ω_{Ak} определяется ширина d_{Ak} спектральной амплитудной составляющей $|\dot{s}_{Aq}(\omega_{Ak})|$ на уровне γ . Вычисляется показатель качества выделенных частот вида

$$I_A = (1/m_A) \sum_{k=1}^{m_A} d_{Ak},$$

который тем меньше, чем больше число спектральных составляющих и меньше их длины.

4. В пассивном приемнике B , который играет роль вспомогательного, на промежутке времени $t \in [\tau_{B1}, \tau_{B2}] \subset [t_k, t_{k+1}]$ принятые в Q элементах АР аналитические сигналы $\dot{s}_{Bq}(t_i)$ подвергаются БПФ, в результате образуются спектры $\{\dot{s}_{Bq}(\omega_i)\}$, $q = \overline{0, Q}$, $i = \overline{1, n}$.

5. На заданном уровне γ выделяются частоты $\omega_{B1}, \dots, \omega_{Bm} \in \{\omega_1, \dots, \omega_n\}$ общим числом m_B ($m_B < n$), на которых амплитуды спектральных составляющих превышают порог γ : $|\dot{s}_{Bq}(\omega_{Bk})| > \gamma, \forall q = \overline{0, Q}$, в $Q+1$ спектрах. Для каждой выделенной частоты ω_{Bk} определяется ширина d_{Bk} спектральной амплитудной составляющей $|\dot{s}_{Bq}(\omega_{Bk})|$ на уровне γ . Вычисляется показатель качества выделенных частот $I_B = (1/m_B) \sum_{k=1}^{m_B} d_{Bk}$.

6. Выбирается один приемник A или B , у которого значение показателя I_A или I_B наименьшее. Для выбранного приемника находятся фазы $\psi_q = \arg \dot{s}_q(\omega_k)$, $q = \overline{0, Q}$, $k = \overline{1, m}$, $m = m_A$ или m_B , и методом разности фаз вычисляются оценки φ_k, θ_k , $k = \overline{1, m}$, угловых координат азимута φ и угла места θ в местной антенной системе координат. При этом ось OZ направлена по линии визирования антенны, ориентированной в направлении появления объектов, азимут φ отсчитывается в горизонтальной плоскости OXZ , угол места θ – относительно плоскости OXZ .

7. Если выбран приемник A , то совокупности $\{\varphi_{Ak}, \theta_{Ak}, R_A\}$, $k = \overline{1, m_A}$, представляют оценки пространственного положения объектов, где m_A – число обнаруженных объектов на дальности R_A .

В прямоугольной системе координат приемника A оценки положения обнаруженных объектов находятся как

$$(x_{Ak}, y_{Ak}, z_{Ak}) = R_A (\cos \theta_{Ak} \sin \varphi_{Ak}, \sin \theta_{Ak}, \cos \theta_{Ak} \cos \varphi_{Ak}), \quad k = \overline{1, m_A},$$

где также

$$z_{Ak} = \sqrt{R_{Ak}^2 - x_{Ak}^2 - y_{Ak}^2}.$$

8. Если выбран приемник B , то найденные угловые координаты $\{\varphi_{Bk}, \theta_{Bk}\}$, $k = \overline{1, m_B}$, задают орты векторов направлений на источники сигналов

$$b_k = (\cos \theta_{Bk} \sin \varphi_{Bk}, \sin \theta_{Bk}, \cos \theta_{Bk} \cos \varphi_{Bk}), \quad k = \overline{1, m_B},$$

а дальности до объектов R_{Bk} , $k = \overline{1, m}$, неизвестны. Для нахождения оценок дальностей выполняется следующее.

9. При известной взаимной ориентации двух приемников A и B , заданной положением $M_0 = (x_0, y_0, z_0)$ центра антенны приемника B в системе координат приемника A и матрицей P поворота осей координат B относительно A пространственные координаты объектов $M_k = (x_k, y_k, z_k)$, $k = \overline{1, m_B}$, в системе A находятся как точки пересечения сферы радиусом R_A и прямых, проходящих через точку M_0 в направлении векторов b_k , $k = \overline{1, m_B}$, пересчитанных в систему координат A как $a_k = b_k P = (a_{x,k}, a_{y,k}, a_{z,k})$.

При этом для отдельного вектора $a = (a_x, a_y, a_z)$ из решения системы уравнения сферы

$$x^2 + y^2 + z^2 = R_A^2 \quad (7)$$

и параметрических уравнений прямых

$$x = x_0 + a_x t, \quad y = y_0 + a_y t, \quad z = z_0 + a_z t. \quad (8)$$

Здесь t – параметр, значение которого находится подстановкой (8) в (7) с учетом $a_x^2 + a_y^2 + a_z^2 = 1$, $x_0 a_x + y_0 a_y + z_0 a_z = (M_0, a)$ – скалярное произведение векторов, $x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = (M_0, M_0) = M_0^2$ – скалярный квадрат.

Далее значение параметра вычисляется как корень квадратного уравнения

$$t_A = -(M_0, a) + \sqrt{(M_0, a)^2 - M_0^2}.$$

Соответственно находятся искомые координаты объектов в системе A :

$$x_{Ak} = x_0 + a_{xk} t_A, \quad y_{Ak} = y_0 + a_{yk} t_A, \quad z_{Ak} = z_0 + a_{zk} t_A, \quad k = \overline{1, m_B}.$$

10. При изменении дальности R_A операции пп. 1 – 9 повторяются.

Результаты моделирования

Моделировалась работа полуактивной системы двух приемников с применением рассмотренного алгоритма. Первый приемник посылал и принимал квазинепрерывный гармонический сигнал с длиной волны $\lambda = 0,03$ м. Принимаемый сигнал моделировался в соответствии с (1) на промежуточной частоте $f_{\Pi} = 10^3$ с шагом дискретизации $\Delta t = 1/(8f_{\Pi})$ и параметрах АР $a = 3\lambda$, $b = 0,5\lambda$. Движение двух объектов в сторону первой станции задавалось по линейному закону. Скорость первого объекта выбиралась случайным образом на промежутке от 10 до 15 м/с, вектор скорости второго объекта, равный по модулю скорости первого, составлял с вектором скорости первого угол $\Delta\alpha$, выбираемый случайным образом от 1^0 до 5^0 . Объекты наблюдались в элементе разрешения дальности $R = 100$ м в пределах ширины круговых ДН $\pm 30^0$ (на уровне 0,5 мощности). Приемники располагались на прямой с расстоянием d друг от друга.

Объект считался обнаруженным, если величина ρ не поревышала 1 м. Количество повторений опыта на множестве реализаций случайного шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ при отношении сигнал-шум 30 дБ и мультипликативного шума с СКО $\sigma_\gamma = 10^{-3}$ составляло 5000 реализаций. Шум измерения фазы в каждом канале АР $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО $\sigma_\varepsilon = 1/\sqrt{10^3}$ рассчитывалось в соответствии с [4] как $\sigma_\varepsilon = k/\sqrt{q}$, где k – коэффициент, который при оптимальной обработке сигнала равен 1; $q = P_c / P_{ш} = E / N_0$ – отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя, что при $q = 30$ дБ:

$$q = 10 \log(P_c / P_{ш}) = 10 \log(E / N_0) \text{ дБ} \Rightarrow E / N_0 = 10^3.$$

В таблице показаны оценки среднего значения $M[\rho]$, среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положением объекта в метрах и распределенной по закону Максвелла, а также оценки вероятности обнаружения всех (двух) объектов D для разных расстояний d между приемниками, определяющих угол α . Значению $d = 1000$ м

соответствовал угол α , близкий к 85° . Оценки получены для полуактивной системы двух приемников и одного активного приемника. Видно (таблица) преимущество работы системы двух приемников, позволяющих повысить вероятность обнаружения двух объектов с 0,7 до 0,9 и с небольшим преимуществом в точности оценок в условиях моделирования по сравнению с одним активным приемником.

Таблица. Результаты моделирования

Расстояние между приемниками	Два приемника в полуактивном режиме			Один активный приемник		
	d (м)	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D		
100	0,464	0,315	0,786	0,447	0,333	0,742
250	0,548	0,272	0,918			
500	0,547	0,271	0,917			
750	0,546	0,270	0,920			
1000	0,541	0,268	0,921			
2000	0,543	0,276	0,908			

Выводы

Предложенный подход позволяет повысить разрешение по доплеровской частоте при обнаружении объектов с близкими проекциями векторов скоростей за счет правильного расположения двух приемников. Полученные результаты моделирования показывают в цифрах преимущество работы системной работы в полуактивном режиме двух приемников по сравнению с одним активным приемником. Работа в активном режиме двух приемников с поочередным излучением зондирующих сигналов будет иметь преимущество по сравнению с полуактивным режимом в плане поставленной задачи обнаружения объектов, но требует повышенных энергозатрат на излучение. Работа в полуактивном режиме обладает преимуществом скрытности и соответственно большей надежностью по сравнению с активным режимом. Перспектива исследований направлена на сравнительный анализ с аналитическими методами сверхразрешения и разработку методов улучшения характеристик обнаружения объектов.

Литература

1. Клочко В.К. Пеленгация движущихся объектов многопозиционной доплеровской системой // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 11 (21). С. 5 – 12.
2. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. / М.: Мир, 1990. 54 с.
3. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В. И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
4. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / М. : Радиотехника, 2004. 319 с.