

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЕ В СИСТЕМЕ РАДИОПРИЁМНИКОВ

Клочко Владимир Константинович

доктор технических наук, профессор, профессор ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина».

E-mail: klochkovk@mail.ru

Ву Ба Хунз

аспирант ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина».

E-mail: ronando2441996@gmail.com

Адрес: 390005, Российская Федерация, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

Аннотация: Предложен подход к построению двухпозиционной доплеровской радиосистемы. Задача заключается в повышении разрешающей способности по доплеровской частоте с целью увеличения вероятности обнаружения всех объектов с определением оценок их пространственных координат за счёт построения полуактивной и активной двухпозиционных систем. Разработаны алгоритмы обнаружения объектов для полуактивной и активной систем приёмников на основе предложенного подхода. Исследована работа алгоритма для полуактивной системы методом компьютерного моделирования. Предложена концепция охраны малых территорий, определяющая прикладную направленность разработанных алгоритмов.

Ключевые слова: разрешающая способность, доплеровская частота, обнаружение объектов, оценки координат, радиосистема.

Введение

Исследование относится к многопозиционным полуактивным и активным системам обнаружения движущихся объектов в интересах охраны малых территорий. Теме обнаружения различных объектов с помощью разнесённого радиоприема в настоящее время уделяют повышенное внимание, например [1, 2]. В данной работе рассматривается система наблюдения, состоящая из двух многоканальных доплеровских приёмников с антенными решетками (АР). В приёмниках обрабатываются сигналы отражения от движущихся маловысотных и малоразмерных воздушных объектов.

Для обнаружения и оценивания пространственных координат движущихся объектов в доплеровском приёмнике, принимающем сигналы в нескольких элементах АР, сигналы подвергаются первичной обработке в независимых приёмных каналах [3, 4]. 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 приёмных каналах. Далее определяются фазы выделенных спектральных составляющих и по разности фаз находятся координаты объектов, разрешенных по доплеровской частоте в элементе дальности.

При наличии одного приёмника 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 радиоприёмнике, например, методы MUSIC, Кейпона, MVDR, EV, Писаренко, Прони и др., требуют определённых условий и дополнительных вычислительных затрат.

Известны исследования в области цифрового спектрального анализа, направленные на разработку параметрических и непараметриче-

ских методов оценивания спектральных составляющих, например [4–7]. Вместе с этим на фоне многочисленных аналитических исследований в области сверхразрешения предлагается подход, позволяющий повысить разрешение по доплеровской частоте без использования специальных методов сверхразрешения с помощью второго вспомогательного приёмника.

Цель работы — повышение эффективности функционирования доплеровских радиосистем пеленгации маловысотных и малоразмерных движущихся объектов путём повышения разрешающей способности по доплеровской частоте и вероятности обнаружения объектов за счёт системной работы двух взаимно ориентированных радиоприёмников.

Модель сигнала и постановка задачи

Радиоприёмник с пятью приёмными элементами АР принимает квазинепрерывные сигналы в радиодиапазоне длин волн с последующей обработкой сигналов в пяти независимых каналах. Приёмные 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 учёта неоднозначности измерения фазы, например [8]. Цифровая модель сигнала в q -м приёмном канале после прохождения тракта первичной обработки и дискретизации по времени t_i имеет вид

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

где n — число дискретных отсчётов 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 эле-

менте разрешения дальности, а m_1 — число переотражений, приходящих, начиная с момента 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) приёмного 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 отражённого сигнала; $\omega_{nd} = \omega_n + \omega_d$, где ω_n — промежуточная частота, ω_d — доплеровское смещение частоты.

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

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

В составе моделей (1) и (2) присутствует величина δ_q , которая содержит информацию об угловых φ, θ и пространственных x, y координатах объекта (z определена через x, y, R):

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

Задача в рамках модели (1) заключается в обнаружении объектов с нахождением оценок их числа m и координат x, y, z на промежутке времени $[t_{k0}, t_{k1}]$. Для модели (2) — то же при $m = 1$.

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

($q = \overline{0, Q}$, $Q+1=5$) получаются спектральные последовательности комплексных амплитуд $\dot{s}_q(f_i)$ на доплеровских частотах ω_i , $i = \overline{1, n}$, с модулями $|\dot{s}_q(f_i)|$ и аргументами-фазами $\arg \dot{s}_q(f_i)$. В спектрах доплеровских частот q -х каналов 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. В соответствии с фазовым методом [1] выполняется следующее.

1. Для координат центров пяти ($Q+1=5$) приёмных элементов АР вычисляются разности фаз на момент времени $t_k \in (t_{k0}, t_{k1})$, которые выражаются через координаты x, y объекта:

$$\Delta\psi_1 = \psi_0 - \psi_1 = (2\pi/\lambda)\delta_1 + \Delta\varepsilon_1 = (2\pi/\lambda)ax/R + \Delta\varepsilon_1, (3)$$

$$\Delta\psi_2 = \psi_0 - \psi_2 = (2\pi/\lambda)\delta_2 + \Delta\varepsilon_2 = (2\pi/\lambda)ay/R + \Delta\varepsilon_2,$$

$$\Delta\psi_3 = \psi_0 - \psi_3 = (2\pi/\lambda)\delta_3 + \Delta\varepsilon_3 = -(2\pi/\lambda)bx/R + \Delta\varepsilon_3,$$

$$\Delta\psi_4 = \psi_0 - \psi_4 = (2\pi/\lambda)\delta_4 + \Delta\varepsilon_4 = -(2\pi/\lambda)by/R + \Delta\varepsilon_4.$$

2. Из (3) определяется координата x с помощью 1-го и 3-го элементов АР:

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

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:

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

3. Аналогично с помощью 2-го и 4-го элементов АР определяется оценка координаты y :

$$\hat{y} = (ay_1 + by_2)/(a + b),$$

$$y_1 = \Delta\psi_2 R / ka + \eta_2, \quad y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb + \eta_4,$$

тогда третья координата $\hat{z} = \sqrt{R^2 - \hat{x}^2 - \hat{y}^2}$.

Измерение частоты и фазы во временной области

Для модели (2) наличия одного объекта в элементе дальности предлагается подход для оце-

нивания частоты во временной области. Выделим действительную часть $s_q(t_i) = \text{real}\{\dot{s}_q(t_i)\}$ полезного сигнала $s_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, в q -х каналах ($q = \overline{0, Q}$), и примем для неё модель [8]

$$s_q(t_i) = \begin{cases} p_q(t_i), & t_i < t_0, \\ x_q(t_i) + p_q(t_i), & t_i \in [t_0, t_1], \end{cases}$$

где $x_q(t_i)$ — гармонический сигнал, зашумленный $p_q(t_i)$ с дисперсией σ_p^2 ; t_0 — момент времени, начиная с которого амплитуды сигналов $s_q(t_i)$ превышают порог обнаружения полезного сигнала во всех $Q + 1$ каналах, и на промежутке $[t_0, t_1]$ переотражённый сигнал еще не пришел.

Начиная с момента t_0 , обработка сигналов $s_q(t_i)$ ведётся следующим образом.

1. В каждом q -м канале последовательность $\{s_q(t_i)\}$ сглаживается с помощью трехступенчатого экспоненциального фильтра, рассчитанного на параболическую модель $x_q(t_i)$ в пределах эффективной памяти фильтра. Результатом является сглаженная последовательность $\{\hat{x}_q(t_i)\}$.

2. Фиксируются моменты времени перехода сглаженного гармонического сигнала через ноль в каждом q -м канале и формируется последовательность оценок полупериодов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$ на $[t_0, t_1]$, которые усредняются к моменту t_1 и дают оценку $\hat{\tau}_q$, и, соответственно, частоту $\hat{\omega}_q = \pi/\tau_q$ ($q = \overline{0, Q}$). С учётом возможных ошибок оценок частоты в каналах окончательная оценка частоты выбирается как медиана $\hat{\omega} = \text{med}(\hat{\omega}_0, \hat{\omega}_1, \dots, \hat{\omega}_4)$.

3. На следующем этапе обработки $\{s_q(t_i)\}$, начиная с момента t_{k0} , $t_0 < t_{k0} < t_1$, вычисляются оценки $\hat{\psi}_q(t_i)$ фаз ψ_q в q -х каналах ($q = \overline{0, Q}$). Для этого используется фильтр

Калмана, настроенный на модель сглаженного сигнала $x_q(t_i)$ в каждом q -м канале вида

$$x_q(t_i) = a_q(t_i) \cos \hat{\omega} t_i + b_q(t_i) \sin \hat{\omega} t_i + w_q(t_i),$$

где $w_q(t_i)$ — ошибка фильтрации, дисперсия которой содержится в ковариационной матрице \mathbf{R}_i .

Вектор состояния $\mathbf{X}_i = (a_q(t_i), b_q(t_i))^T$ подчинён уравнению

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{X}_k, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

При этом модель измерений принимает вид $x_q(t_k) = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + p(t_k)$, $\mathbf{H}_k = (\cos \hat{\omega} t_k \quad \sin \hat{\omega} t_k)$.

Фильтр Калмана последовательно находит оценки $\hat{\mathbf{X}}_k = (\hat{a}_q(t_k), \hat{b}_q(t_k))^T$ вектора \mathbf{X}_k к моменту времени t_1 :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{k,k+1} &= \mathbf{A}\mathbf{R}_k\mathbf{A}^T, \quad \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_k, \\ \mathbf{K}_{k+1} &= \mathbf{R}_{k,k+1} \mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1} \mathbf{H}^T + \sigma_p^2)^{-1}, \\ \hat{\mathbf{X}}_{k+1} &= \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} + \mathbf{K}_{k+1} (s(t_k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}), \\ \mathbf{R}_{k+1} &= \mathbf{R}_{k,k+1} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1}, \end{aligned}$$

где $k = k_0, k_0 + 1, k_0 + 2, \dots, n_0$, $n_0 < n$;

\mathbf{R}_k — ковариационная матрица ошибок оценивания, начальное значение которой \mathbf{R}_0 принимается равным единичной матрице; $\mathbf{R}_{k,k+1}$ — экстраполированная ковариационная матрица ошибок оценивания с момента t_k на t_{k+1} ; $\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}$ — экстраполированный вектор состояния; \mathbf{K}_{k+1} — коэффициент усиления калмановского фильтра. Начальный вектор оценок $\hat{\mathbf{X}}_0$ принимается нулевым.

4. На основании $\hat{a}_q(t_k)$ и $\hat{b}_q(t_k)$ вычисляются оценки фаз по формуле

$$\hat{\psi}_q = \hat{\psi}_q(t_k) = \text{arctg}(\hat{a}_q(t_k) / \hat{b}_q(t_k)), \quad q = \overline{0, Q},$$

или с учётом π в зависимости от знаков $\hat{a}_q(t_k)$ и $\hat{b}_q(t_k)$.

5. Дальнейшая обработка фаз $\hat{\psi}_q$, $q = \overline{0, Q}$ осуществляется в соответствии с алгоритмом

оценивания координат объекта фазовым методом, изложенным ранее.

Замечание. Оценки параметров a_q и b_q также можно находить методом наименьших квадратов (МНК) с помощью МНК-фильтра с конечной памятью [9].

Подход к повышению разрешающей способности 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 раздельно и оценивать их координаты. Разность доплеровских частот зависит от разности углов $\Delta\alpha = |\alpha_1 - \alpha_2|$ где α_1 и α_2 — углы, которые составляют с линией визирования антенны (биссектрисой её ДН) векторы скоростей \vec{v}_1 , \vec{v}_2 двух объектов, движущихся с одинаковой абсолютной скоростью v).

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

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

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 приёмника (обозначим его как приёмник A), а вектор скорости второго объекта составляет с вектором первого угол $\Delta\alpha$, тогда доплеровские частоты для 1-го и 2-го объектов в приёмнике A будут $f_{A1} = 2v / \lambda$, $f_{A2} = 2v \cos \Delta\alpha / \lambda$, соответственно

абсолютная разность доплеровских частот в приёмнике A

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

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 приёмника A второй пассивный приёмник B , линия визирования которого составляет с линией визирования первого угол α . Доплеровские частоты от первого и второго объектов в приёмнике B составляют

$$f_{B1} = v(1 + \cos \alpha) / \lambda,$$

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

соответственно абсолютная разность $\Delta v_B = |v_{B1} - v_{B2}|$ проекций векторов скоростей

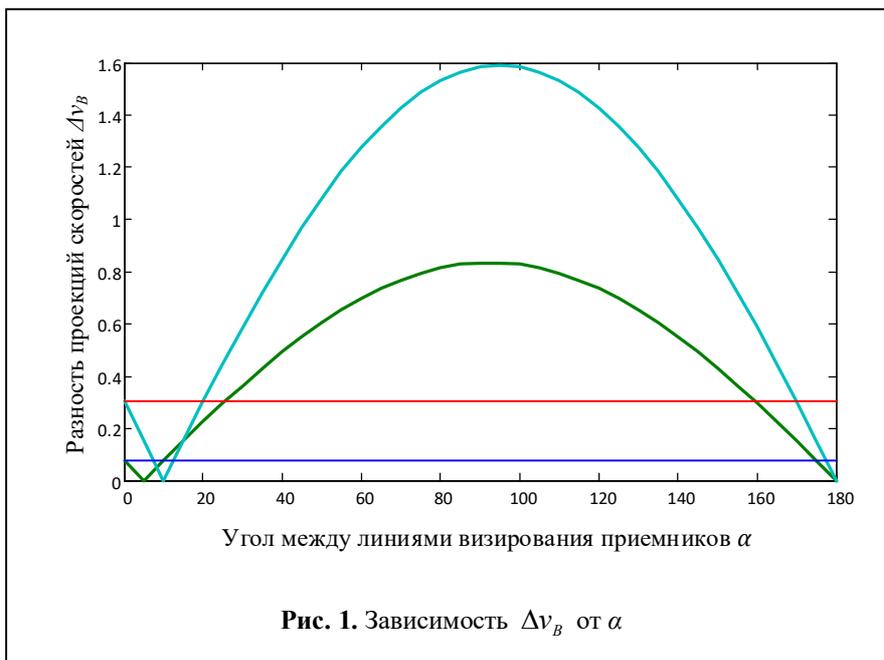
$$\begin{aligned} \Delta v_B &= |v_{B1} - v_{B2}| = \\ &= |v(1 + \cos \alpha) - v[\cos \Delta\alpha + \cos(\alpha - \Delta\alpha)]| = \\ &= v|(1 - \cos \Delta\alpha) + [\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)]|. \end{aligned} \quad (5)$$

Разность $\Delta v_B = \Delta v_B(\alpha)$, как функция α при фиксированном $\Delta\alpha$, подлежит максимизации: $\Delta v_B = v|(1 - \cos \Delta\alpha) + [\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)]| \rightarrow \max_{\alpha}$.

Из необходимого условия экстремума путём раскрытия модуля в (5), дифференцирования по α и приравнивания нулю производной получаем следующую зависимость оптимального угла α_{\max} от $\Delta\alpha$ с учётом 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. Значение α_{\max} соответствует максимуму функции $\Delta v_{B\max} = \Delta v_B(\alpha_{\max})$ и вычисляется по формуле (6) при фиксированном $\Delta\alpha$. 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 приёмника A . Видно (рис. 1), что наличие двух приёмников в рассмотренном примере даёт 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 приёмников от 85° до $89,5^\circ$. 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) преимущество двух приёмников по сравнению с одним.

Алгоритм обнаружения объектов в полуактивной системе

Рассмотрим случай, когда первый активный приёмник A , совмещённый с передатчиком, работает в квазинепрерывном режиме, периодически посылая зондирующий сигнал. Второй пассивный приёмник B работает непрерывно на приём 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 приёмнике 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 приёмных элементах АР, $q = \overline{0, Q}$, на промежутке времени $t \in [\tau_{A1}, \tau_{A2}] \subset [t_k, t_{k+1}]$, соответствующем элементу дальности

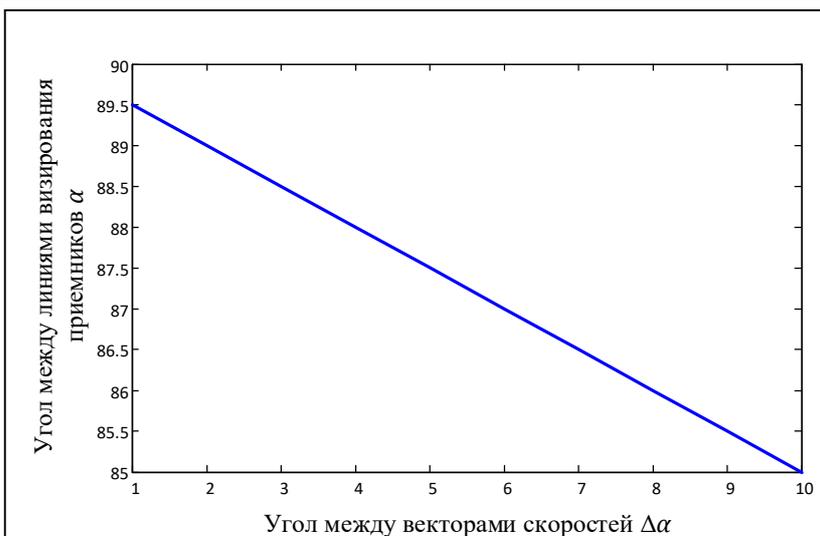


Рис. 2. Зависимость угла α_{\max} от $\Delta\alpha$

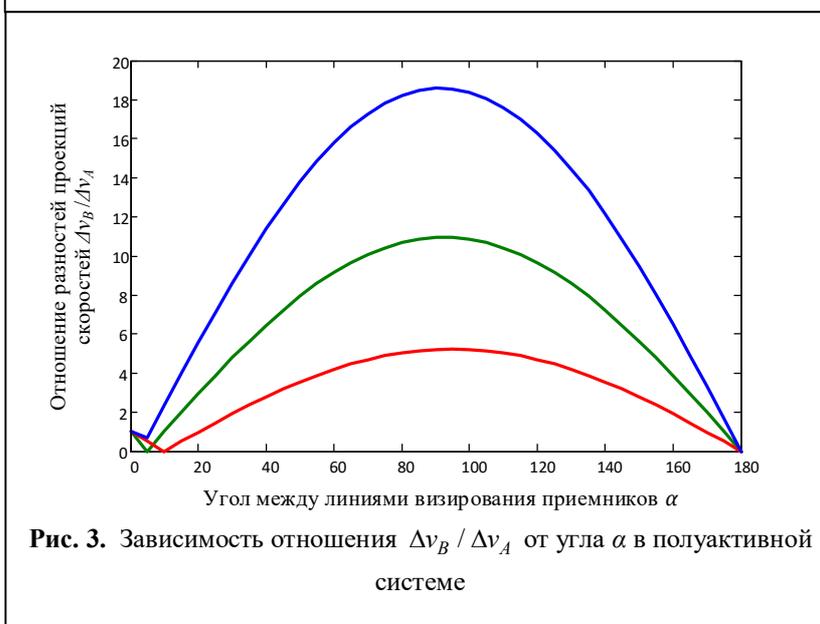


Рис. 3. Зависимость отношения $\Delta v_B / \Delta v_A$ от угла α в полуактивной системе

$[R_A, R_A + \Delta R]$. Эти сигналы подвергаются операциям в $Q+1$ каналах первичной обработки (число каналов Q определено числом элементов АР).

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

3. 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 заданный эмпирически порог обнаружения γ : $|\dot{s}_{Aq}(\omega_{Ak})| > \gamma, \forall q = \overline{0, Q}, k = \overline{1, m_A}$, во всех $Q+1$ 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

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

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

4. В пассивном приёмнике 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 преобразованию Фурье, в результате образуются спектры $\{\dot{s}_{Bq}(\omega_i)\}$, $q = \overline{1, Q}, i = \overline{1, n}$.

5. 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 заданный эмпирически порог обнаружения 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 приёмник A или B , у которого значение показателя I_A или I_B наименьшее. Для выбранного приёмника находятся фазы $\psi_q = \arg \dot{s}_q(\omega_k)$, $q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, m}$, $m = m_A$ или m_B , и фазовым методом по разности фаз вычисляются оценки прямоугольных

координат $x_k, y_k, z_k = \sqrt{R^2 - x_k^2 - y_k^2}$, $k = \overline{1, m}$, связанные с угловыми координатами φ_k и θ_k (при известной дальности R): $(x_k, y_k, z_k) = R(\cos \theta_k \sin \varphi_k, \sin \theta_k, \cos \theta_k \cos \varphi_k)$ в антенной системе координат. При этом ось OZ направлена по линии визирования антенны, ориентированной в направлении появления объектов. Азимут φ измеряется в горизонтальной плоскости OXZ , угол места — относительно OXZ .

7. Если выбран приёмник A , то совокупности $\{x_{Ak}, y_{Ak}, z_{Ak}\}$, $k = \overline{1, m_A}$, представляющие оценки пространственного положения m_A обнаруженных объектов на дальности R_A , передают на алгоритмы сопровождения объектов.

8. Если выбран приёмник B , то по угловым координатам $\{\varphi_{Bk}, \theta_{Bk}\}$, $k = \overline{1, m_B}$, задают орты векторов направлений на источники сигналов $b_k = (\cos \theta_{Bk} \sin \varphi_{Bk}, \sin \theta_{Bk}, \cos \theta_{Bk} \cos \varphi_{Bk})$, $k = \overline{1, m_B}$, а для нахождения дальностей до объектов R_{Bk} , $k = \overline{1, m}$, которые для пассивного приёмника B неизвестны, выполняется следующее.

9. При известной взаимной ориентации двух приёмников A и B , заданной положением $M_0 = (x_0, y_0, z_0)$ центра антенны приёмника B в системе координат приёмника 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 и представленных 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 уравнений сферы

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

и параметрических уравнений прямых

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

находится значение параметра t подстановкой (8) в (7) с учётом $a_x^2 + a_y^2 + a_z^2 = 1$, $x_0 a_x + y_0 a_y + z_0 a_z = (M_0, a)$ — скалярное произведение векторов, $x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = (M_0, M_0) = M_0^2$ — скалярный квадрат, как корень квадратного уравнения:

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

Вычисляются искомые координаты k -х объектов в системе приёмника A :

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

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

Алгоритм обнаружения объектов в активной системе

В качестве альтернативного рассмотрим подход, основанный на идее третичной обработки радиолокационной информации для двух приёмопередающих станций (активных приёмников).

В случае двух активных приёмников A и B разность радиальных скоростей в приёмнике A по-прежнему составляет

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

а в приёмнике B будет

$$\Delta v_B = 2v|\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta \alpha)|.$$

При этом расчётное значение оптимального угла α_{\max} формулы (6) сохраняется. Меняется отношение $\Delta v_B / \Delta v_A$ в сторону двукратного увеличения в сравнении с рис. 3.

Алгоритм обнаружения объектов в активной системе следующий.

1. Две станции поочередно излучают зондирующие сигналы. Станция A излучает и принимает сигналы в моменты времени $t_1, t_3, t_5, \dots, t_{2N+1}$, станция B излучает и принимает сигналы в моменты t_2, t_4, \dots, t_{2N} , что исключает взаимные помехи.

2. Отражённые сигналы $\dot{s}_{Aq}(t)$ и $\dot{s}_{Bq}(t)$, $q = \overline{0, Q}$, проходят тракты первичной обработки независимо в приёмниках A и B . В различных элементах дальности R_A , соответствующих моментам $t_1, t_3, t_5, \dots, t_{2N+1}$ и различных элементах дальности R_B , соответствующих t_2, t_4, \dots, t_{2N} , получаются и анализируются спектры $\{\dot{s}_{Aq}(\omega_i)\}$ и $\{\dot{s}_{Bq}(\omega_j)\}$, $q = \overline{0, Q}$.

3. Выделяются частоты ω_{Ak} и ω_{Bs} в спектрах по порогу обнаружения γ и фазовым методом по разности фаз находятся оценки пространственных координат x_{Ak}, y_{Ak}, z_{Ak} , $k = \overline{1, m_A}$, на дальности R_A и x_{Bs}, y_{Bs}, z_{Bs} , $s = \overline{1, m_B}$, на дальности R_B в системах координат приёмников A и B .

4. Операции пп. 2, 3 повторяются для всех элементов дальности R_A и R_B .

5. Координаты, найденные в приёмнике B , пересчитываются в систему координат приёмника A . Получаются совокупности $\{x_A, y_A, z_A\}$ и $\{x'_B, y'_B, z'_B\}$, найденные в элементах дальности станций A и B . Эти совокупности подвергаются операциям кластеризации по критерию близости координат объектов, наблюдаемых практически одновременно (с точностью до периода чередования посылок) приёмниками A и B . На сопровождение в момент времени $t \geq t_{2N+1}$ выдаются оценки $\hat{M}_i = (\hat{x}_i, \hat{y}_i, \hat{z}_i)$, $i = \overline{1, \hat{m}}$, координат \hat{m} обнаруженных по результатам кластеризации объектов.

Замечание. Для сопровождения объектов предусматривается траекторная обработка найденных оценок в последовательности j -х повторений зондирующих сигналов, основанная на классификации отметок пространственного положения \hat{M}_{ij} , $i = \overline{1, \hat{m}_{ij}}$, по принадлежности объектам, например [2, 10].

Результаты моделирования

Моделировались работа полуактивной системы двух приёмников с применением первого алгоритма. Приёмник *A* посылал и принимал квазинепрерывный гармонический сигнал в сантиметровом диапазоне длин волн. Принимаемые в приёмниках *A* и *B* сигналы моделировались в соответствии с (1) на промежуточной частоте $f_n = 10^3$ с шагом дискретизации $\Delta t = 1/(8f_n)$ и параметрах АР $a = 3\lambda$, $b = 0,5\lambda$ — для возможности устранения неоднозначности измерений фазы. Движение двух объектов в сторону приёмника *A* 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). Приёмники располагались на прямой с расстоянием d друг от друга.

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 среднеквадратическом отклонении (СКО) мультипликативного шума $\sigma_\gamma = 10^{-3}$ составляло 5000 реализаций. Ошибка измерения фазы в каждом канале принималась нормальной $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО

$\sigma_\varepsilon = 1/\sqrt{10^3}$ рассчитывалось в соответствии с [11] как $\sigma_\varepsilon = k/\sqrt{q}$, где $k = 1$, $q = P_c/P_w = 10^3$ — отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя при отношении сигнал-шум 30 дБ.

В таблице 1 показаны оценки среднего значения $M[\rho]$, СКО $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положениями объекта в метрах и распределенной по закону Максвелла, а также оценки вероятности обнаружения всех (двух) объектов D для разных расстояний d между приёмниками, определяющих угол α . Значению $d = 1000$ м соответствовал угол α , близкий к 85^0 . Объект считался обнаруженным, если величина ρ не поревышала 1 м.

Видно (таблица 1) преимущество работы системы двух приёмников, 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 приёмником.

В таблице 2 даны показатели, полученные для случая моделирования одного объекта в элементе дальности при обработке во временной и спектральной областях в зависимости от значения точной базы a . Видно (табл. 2) преимущество по среднему времени обработки одной реализации во временной области по сравнению с временем обработки в спектральной области.

Таблица 1. Результаты моделирования

Расстояние между приёмниками d (м)	Два приёмника в полуактивном режиме			Один активный приёмник		
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	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			

Таблица 2. Обработка во временной и спектральной областях

Расстояние a (мм)	Во временной области			В спектральной области		
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D
a						
30	0,380	0,236	0,908	0,337	0,199	0,907
60	0,343	0,203	0,926	0,303	0,178	0,897
90	0,318	0,185	0,929	0,282	0,166	0,907
Время (с)	0,024			0,051		

Концепция построения охранной системы приёмников

Проведённые исследования позволяют сформулировать следующую концепцию построения радиотехнической системы охраны малых территорий.

1. Располагаются пары синхронно работающих многоканальных приёмников с антенными решетками на прямой линии AB с расстояниями $d_1 > d_2 > \dots > d_n$ симметрично относительно точки O — центра AB , при этом линии визирования антенн приёмников пересекаются в контролируемых точках областей полусфер (областей возможного проникновения объектов) заданных радиусов или рубежей дальности $R_k = d_k / 2, k = \overline{1, n}$, опирающихся на линию AB , как на диаметр полусферы. В силу законов геометрии линии визирования приёмников будут ортогональны (на практике — близки к этому). Центр охраняемой зоны соответствует точке O .

2. Активный приёмник в каждой k -й паре ($k = \overline{1, n}$) работает на передачу и приём сигнала, а второй, пассивный приёмник, принимает сигнал.

3. Принимаемые в приёмниках периодические сигналы преобразуются в спектры частот и находятся доплеровские частоты, на которых амплитуды спектров превышают порог обнаружения полезного сигнала во всех приёмных каналах.

4. Выбирается тот приёмник в паре (активный или пассивный), у которого число обнаруженных доплеровских частот больше, а спектральные составляющие уже. На этих частотах определяются фазы

спектральных составляющих и фазовым методом находятся координаты x_i, y_i обнаруженных i -х объектов ($i = \overline{1, m}$).

5. Дальности до объектов и координаты $z_i, i = \overline{1, m}$, определяются геометрией расположения приёмников, направлениями их линий визирования и радиусами полусфер R_1, R_2, \dots, R_n .

6. Координаты обнаруженных в парах приёмников объектов переводятся в общую систему координат и передаются на сопровождение.

7. Если выходит из строя передатчик или приёмник в отдельной паре, то остальные пары продолжают работать. Предусматривается возможность сканирования линий визирования антенн для расширений зоны контроля.

Надёжность системы и вероятность обнаружения всех объектов

Надёжность системы независимо работающих n пар приёмников при вероятности безотказной работы каждой пары p определяется вероятностью P_n того, что из n пар приёмников будет работать хотя бы одна пара:

$$P_n = 1 - (1 - p)^n, \tag{9}$$

что в сравнении с одной парой ($n = 1$) даёт преимущество: $p_n > p$ при $n > 1$.

Если принять за p вероятность обнаружения всех объектов отдельной парой приёмников на заданных рубежах дальности, то вероятность обнаружения всех объектов системой из n приёмников также определяется формулой (9).

То есть системная работа пар приёмников имеет преимущество по надёжности и вероятности обнаружения объектов.

Заключение

Предложен подход, позволяющий повысить разрешение по доплеровской частоте при обнаружении объектов с близкими проекциями векторов скоростей за счёт правильного расположения двух приёмников. Системная работа двух приёмников в полуактивном режиме позволяет повысить вероятность обнаружения двух объектов с 0,7 до 0,9 в условиях моделирования.

Работа в активном режиме имеет преимущество по доплеровскому разрешению объектов в сравнении с полуактивным режимом, но требует повышенных энергозатрат на излучение. Работа в полуактивном режиме обладает преимуществом скрытности и соответственно большей надёжностью по сравнению с активным режимом.

Показаны в сравнении подходы к оцениванию частоты и фазы в частотной и временной областях. Обработка во временной области позволяет уменьшить время обработки сигналов в два раза по сравнению с обработкой в спектральной области по результатам моделирования, но ограничена случаем разрешения объектов по элементам дальности. Сформулирована концепция построения охранной системы из n пар приёмников ($n > 1$) с повышенной надёжностью и вероятностью обнаружения всех объектов по сравнению с одной парой.

Предложенные алгоритмы могут найти применение в существующих полуактивных и ак-

тивных системах пеленгации воздушных объектов в интересах охраны малых территорий.

Литература

1. Терсин В.В. Измерение дальности и частоты Доплера суммарно-дальномерными станциями разнесенного приема при воздействии активных и пассивных помех // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 4. С. 24–33.
2. Первушин Р.В., Терсин В.В. Использование суммарно-дальномерной системы разнесенного приема для измерения трех географических координат низколетящих воздушных объектов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 2. С. 5 – 16.
3. Клочко В.К. Модель многоканальной системы оценивания координат элементов земной поверхности на базе бортовой доплеровской РЛС // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 3. С. 40–44.
4. Marple Jr. S.L. Digital spectral analysis. Mineola, New York: Dover Publications, Inc., 2019. 403 p.
5. R.A. Roberts, C.T. Mullis Digital Signal Processing. Addison-Wesley Publishing Company, 1987. 578 p.
6. Spectral analysis of signals / P. Stoica, R. L. Moses, [et al.]. Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2005. 427 p.
7. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В.И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
8. Клочко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12–23.
9. Математические методы пространственно-временной обработки сигналов в радио- и оптоэлектронных системах: монография / В.К. Клочко. Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2020. 164 с.
10. Farina A., Studer F. Radar Data Processing: Introduction and tracking. Wiley, New York: Research Studies Press, 1985. 325 p.
11. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / М.: Радиотехника, 2004. 319 с.

Поступила 28 июня 2022 г.

English

RESOLUTION ENHANCEMENT ALGORITHMS AS PER DOPPLER FREQUENCY WHEN DETECTING MOVING OBJECTS BY SYSTEM OF RADIO RECEIVERS

Vladimir Konstantinovich Klochko — Grand Dr. in Engineering, Professor of Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RGRTU).

E-mail: klochkovk@mail.ru

Vu Ba Hung — postgraduate student of Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RGRTU).

E-mail: ronando2441996@gmail.com

Address: 140180, Russian Federation, Ryazan, Gagarina st., 59/1.

Abstract: The research refers to multi-position semi-active and active detection systems of moving objects for the purpose of small areas security. The surveillance system comprises two multichannel Doppler receivers with antenna arrays. Signals reflected from objects are processed in several measuring channels in the receivers. Object angular coordinates are defined by phase method in each resolution range element in Doppler spectrum. The paper's target is to improve operation efficiency of Doppler radio systems for surveillance over low-altitude and small-size moving objects by enhancing resolution as per Doppler frequency. As opposed to many analytical spectral methods of superresolution in operation, resolution enhancement effect is achieved by means of system operation of two relatively oriented receivers, where the first receiver is active (transmits and receives probing signal), and the second one is auxiliary and can function in passive or active modes. The receivers are guided so that their antenna visual lines make an angle close to 90° and analytical justification is given for that. Estimates of one receiver with a great number of narrow spectral components exceeding the threshold of detecting wanted signal are selected through an analysis of Doppler spectrum. Signal processing algorithms for semi-active and active object detection systems are presented. Advantage of two receivers' operation is testified by computer-based simulation method of semi-active system enabling to increase detection probability of two objects from 0.7 up to 0.9 and by a narrow margin concerning the estimate precision under simulation by comparison with one active receiver. Active mode operation has an advantage as per Doppler resolution of objects compared to semi-active mode but requires higher energy consumption for beaming. Semi-active mode operation has an advantage of stealth and thus higher reliability compared to active mode. Assessment approaches of frequency and phase in frequency and time domains are shown in comparison. Time domain processing enables to reduce twice signal processing time compared to spectral domain processing subsequent to simulation results but it is limited in case of object resolution by range elements. The concept of constructing radio engineering system to protect small areas within specified range boundaries from unauthorized infiltration of airborne low-altitude objects is stated. The obtained results can be applicable in current semi-active and active systems of airborne object detection.

Keywords: resolution capability, Doppler frequency, object detection, coordinate estimates, radio system.

References

1. *Tersin V.V.* Measuring the range and frequency of Doppler by total range-finding stations of diversity reception under the influence of active and passive interference. *Radioengineering and telecommunication systems*. 2020. No. 4. Pp. 24–33.
2. *Pervushin R.V., Tersin V.V.* Using a total range-finding diversity system for measuring three geographical coordinates of low-flying air objects. *Radioengineering and telecommunication systems*. 2021. No. 2. Pp. 5–16.
3. *Klochko V.K.* Model of a multichannel system for estimating the coordinates of earth's surface elements based on on-board Doppler radar. *Radioengineering and telecommunication systems*. 2015. No. 3. Pp. 40–44.
4. *Marple Jr. S.L.* Digital spectral analysis. Mineola, New York: Dover Publications, Inc., 2019. 403 p.
5. *R.A. Roberts, C.T. Mullis.* Digital Signal Processing. Addison-Wesley Publishing Company, 1987. 578 p.
6. *Spectral analysis of signals / P. Stoica, R.L. Moses, [et al.].* Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2005. 427 p.
7. *Methods and algorithms of digital spectral signal analysis: tutorial / V.I. Koshelev.* Moscow: COURSE, 2021. 144 p.
8. *Klochko V.K., Kuznetsov V.P., Wu Ba Hung.* Evaluation of radio signal parameters from mobile small-hundredth objects. *Bulletin of Ryazan State Radio Engineering University*. 2022. No. 80. Pp. 12–23.
9. *Mathematical methods of spatial-temporal signal processing in radio and optical-electronic systems: monograph / V.K. Klochko.* Ryazan: IP Konyakhin A.V. (Book Jet), 2020. 164 p.
10. *Farina A., Studer F.* Radar Data Processing: Introduction and tracking. Wiley, New York: Research Studies Press, 1985. 325 p.
11. *Bakulev P.A.* Radar systems: a textbook for universities. Moscow: Raditehnika, 2004. 319 p.