

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.13>

УДК: 621.396.969.3

МЕТОД ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В ОДНОКАНАЛЬНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

М.Л. Белокопытов, К.В. Ушанев

**Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13**

Статья поступила в редакцию 24 мая 2026 г.

Аннотация. Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) представляют собой универсальные радиолокационные устройства формирования изображений с высоким разрешением, которые используются для обеспечения детальной разведки, наблюдения и рекогносцировки. Зачастую РСА используют в тех случаях, когда съемка ведется в сложных метеоусловиях и оптические устройства формирования изображений становятся непригодными. Однако, при ведении съемки с использованием РСА по движущимся объектам изображения часто выглядят «размытыми». В подобных ситуациях прибегают к интерферометрии – методу, который широко используется на практике для извлечения параметров движения подвижных объектов. Этот метод требует наличия системы РСА с двойной апертурой, использование которой подразумевает увеличение мощности, размера и стоимости радиолокатора. В данной статье представлен метод оценки параметров движения объекта в одноканальных РСА с заданными геометрическими ограничениями движения объекта.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, индикация движущихся объектов, одноканальная система, оценка параметров движения, априорное ограничение курса.

Автор для переписки: Белокопытов Марк Львович, hommer1990@mail.ru

Введение

На современном этапе развития систем дистанционного зондирования Земли особое внимание уделяется наращиванию орбитальных группировок малогабаритных спутников и рою беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), оснащенных средствами наблюдения как видимом, инфракрасном, так радиолокационном диапазонах. Последние, в силу своих характерных особенностей и целого ряда объективных преимуществ, способны решать задачи круглосуточного и всепогодного мониторинга земной поверхности, который может включать в себя как промышленные, так и оборонные задачи, например, контроль зон локальных военных конфликтов. Наличие оперативной информации о классе техники и ее координатах дает стратегическое преимущество как при построении оборонных систем, так и при решении задач гражданского характера.

Однако подобно оптическим изображениям, движущиеся объекты на изображениях РСА обычно размыты или смазаны. Если параметры движения объекта известны, этот эффект можно уменьшить путем компенсации движения объекта. Чтобы извлечь эти параметры движения в радиолокационных системах (РЛС) применяется интерферометрия вдоль пути, которая предполагает использование двух антенн, разделенных базовой линией, для формирования двух изображений одной и той же сцены в разное время. Затем изображения можно сравнить на предмет разности фаз между пикселями, тем самым обеспечить качественное изображение движущихся объектов [1].

В свою очередь малогабаритные спутники и БПЛА имеют очень жесткие ограничения по полезной нагрузке и мощности, что не позволяет устанавливать на них две антенны для обеспечения интерферометрии вдоль пути. Наличие

данных противоречий и обуславливает актуальность проведения исследований в области фокусировки одноканальных радиолокационных изображений движущихся объектов.

1. Постановка задачи

Индикация наземных движущихся объектов (ИНДО) – это режим работы радиолокатора, используемый для выделения объектов из окружающих помех. Для эффективной работы в данном режиме требуется определение четырех параметров (положение объекта по дальности, азимут, курс и скорость), однако одноканальные РЛС содержат информации только о трех параметрах [2]. Данная научная статья направлена на решение этой проблемы, что в свою очередь, позволит реализовать ИНДО для движущихся объектов в одноканальных РЛС.

Важнейшим фактором при оценке эффективности РЛС является отношение сигнал/шум (ОСШ), которое в системах РСА определяется как:

$$SNR = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma \eta_p}{(4\pi)^3 R^4 P_n} \tau \beta, \quad (1)$$

где P_t – передаваемая мощность, G – коэффициент усиления антенны, λ – длина волны, σ – площадь поперечного сечения антенны, η_p – количество импульсов, используемых для изображения одного пикселя, τ – длительность импульса, β – ширина полосы сигнала, R – наклонная дальность от радара до объекта, P_n – мощность шума приемника [3].

Данное уравнение (1) известно также, как уравнение дальности радиолокации.

Как правило, РЛС располагаются на движущейся платформе – на самолете, БПЛА или космическом аппарате. Изображения, получаемые с помощью РЛС, часто можно визуализировать с точки зрения «медленного» времени и «быстрого» времени. «Медленное» время относится к величине, связанной с интервалом когерентной обработки, тогда как «быстрое» время – с порядком одного межимпульсного периода. В данной статье используется понятие

«азимут» для описания направления полета носителя («медленное» время вдоль направления пути) и понятие «дальность» для описания направления, которое является ортогональным азимутальному направлению («быстрое» время, поперечное направление).

РЛС передает и принимает много импульсов от одной и той же точки на поверхности, но отображает «полосу» этой поверхности. В виде светового пятна антенна перемещается (с помощью карданного подвеса или фазированной решетки) так, что она остается направленной на одну и ту же точку на поверхности на протяжении всего периода сбора данных. Это позволяет улучшить ОСШ и разрешение по дальности из-за более длительного времени задержки на одной области. При сканировании антенна перемещается из стороны в сторону в пределах диапазона, чтобы увеличить ширину полосы обзора. В этой статье основное внимание уделяется формированию изображений радара в виде карты полос, как показано на рисунке 1.

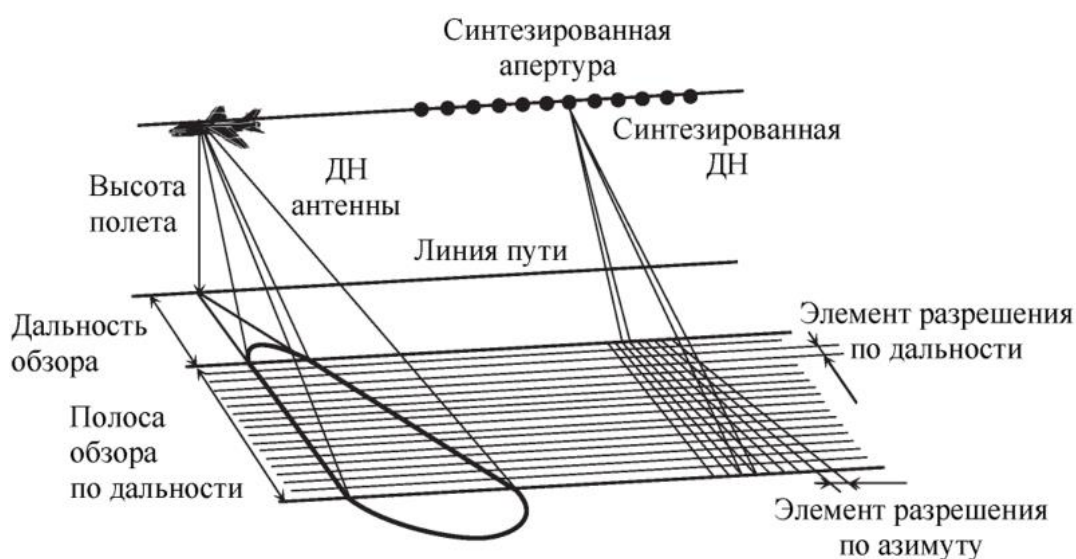


Рис. 1. Геометрия изображения карты полос РСА.

Продолжительность времени, в течение которого импульсы последовательно передаются и принимаются, называется временем сбора, оно определяет длину изображения. Желаемая ширина полосы обзора

определяет максимальную частоту повторения импульсов (ЧПИ) и диапазон однозначности. При этом ЧПИ рассчитывается по формуле:

$$PRF = \frac{1}{PRI}, \quad (2)$$

где PRF – это ЧПИ, PRI – интервал повторения импульсов.

Чтобы отличить один полученный импульс от другого импульсы не должны перекрываться. Поэтому ЧПИ должна быть достаточно низкой, чтобы отраженный сигнал от самого дальнего края полосы для одного импульса был принят раньше, чем отраженный сигнал от ближайшего края полосы для следующего импульса. ЧПИ определяет однозначный диапазон R_{UE} (*Maximum Unambiguous Echo Range*), который определяется формулой:

$$R_{UE} = \frac{c}{2PRF}, \quad (3)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны. Таким образом, R_{UE} – это максимальная дальность, на которой отраженные сигналы от объекта принимаются без помех.

Поскольку однозначный доплеровский сдвиг частоты F_d определяется выражением:

$$F_d = PRF, \quad (4)$$

то ЧПИ должна быть такой же большой, как ожидаемый диапазон доплеровских сдвигов, наблюдаемых РСА. Этот диапазон наблюдаемых доплеровских частот B_d равен:

$$B_d = \frac{4\vartheta}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_3}{2}\right) \sin \psi, \quad (5)$$

где ϑ – скорость движения платформы, λ – несущая длина волны, θ_3 – ширина луча антенны по азимуту, Ψ – угол между вектором скорости самолета и линией прямой видимости [3].

Зачастую РЛС используют сигналы с непрерывной волной, которые представляют собой сигналы с постоянными амплитудой, частотой и коэффициентом заполнения менее 100 %. Такие сигналы имеют постоянную частоту и длительность импульса τ , определяемую выражением:

$$\tau = d_t PRI, \quad (6)$$

где d_t – рабочий цикл передачи или процент одного периода импульса, который передается сигналом.

В настоящее время на практике нашли широкое применение непрерывные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Хотя сигнал с ЛЧМ также является импульсным, его частота линейно изменяется от низкого значения к высокому или наоборот, с модуляцией k . На рисунке 2 показан пример сигнала с ЛЧМ.

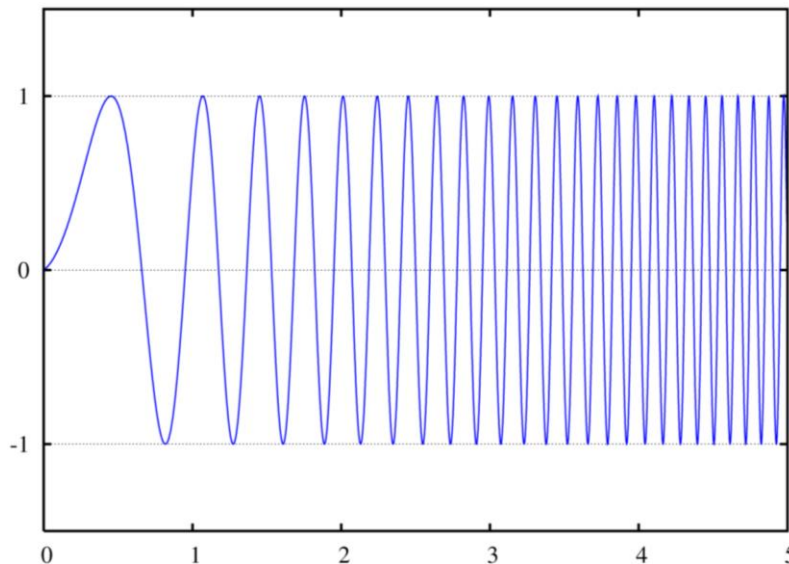


Рис. 2. Пример сигнала с ЛЧМ.

Передающий сигнал с ЛЧМ с нулевой фазой $s_\tau(t)$ может быть выражен как:

$$s_\tau(t) = A \exp(j(2\pi f_0 t + \pi k_p t^2)), \quad (7)$$

где A – амплитуда сигнала в момент времени t , а f_0 – несущая частота. Принятый сигнал $s_r(t)$ является ослабленной, сдвинутой во времени копией передаваемого сигнала и определяется выражением:

$$s_r(t) = A' \exp(j(2\pi f_0(t - \Delta t) + \pi k_p(t - \Delta t)^2)), \quad (8)$$

где A' – амплитуда принятого сигнала, а Δt – время распространения сигнала от РЛС до объекта в пределах расстояния R :

$$\Delta t = \frac{2R}{c}. \quad (9)$$

Для удобства обработки, принятый сигнал обычно нормализуется до основной полосы частот и задается как:

$$s_{rmd}(t) = A' \exp[j(2\pi(f_0 - f_{md})t - 2\pi f_0 \Delta t + \pi k_r(t - \Delta t)^2)], \quad (10)$$

где f_{md} – частота нормализации.

Эффективное разрешение радиолокационного изображения (РЛИ) определяется как ширина импульсной характеристики (ИХ) РЛС по половинной мощности. При этом, для системы формирования РЛИ определены два типа пространственного разрешения: разрешение по дальности и разрешение по азимуту. Они количественно определяют, насколько близко объекты могут быть разнесены в каждом направлении изображения и при этом индивидуально распознаваться радаром.

На практике для разрешения по дальности и по азимуту используют показатель, называемый разрешением Рэлея, который определяется как расстояние между пиком и первым нулем отклика согласованного фильтра. Разрешение Рэлея для импульсного сигнала может быть выражено как:

$$\Delta x = \frac{c}{2\beta} = \frac{c\tau}{2}, \quad (11)$$

где β – ширина полосы сигнала. Если расстояние по дальности между двумя рассеивателями больше, чем Δx , радар будет получать отчетливые ответные сигналы от каждого из них, и мы говорим, что объект достигнут. В противном случае отражённые сигналы будут накладываться друг на друга и близко расположенные объекты разделены не будут.

Согласно принципу неопределенности Фурье [4] для данного сигнала:

$$\sigma_t \sigma_\omega \geq \frac{1}{2}, \quad (12)$$

где σ_t и σ_ω – стандартные отклонения длительности импульса и ширины полосы сигнала соответственно. Общая интерпретация принципа неопределенности заключается в том, что сигнал не может иметь одновременно узкую полосу пропускания и короткую длительность импульса.

Поскольку разрешение по дальности напрямую связано с длительностью импульса, то РЛС с непрерывным сигналом, как правило, эффективнее импульсных. Однако требования к ОСШ влекут за собой необходимость увеличения мощности передачи, что означает передачу более длинного импульса. Поскольку эти два системных требования непрерывных сигналов противоречат друг другу там, где системы с ЛЧМ не противоречат, сигналы с ЛЧМ обычно предпочтительнее непрерывных сигналов. Кроме того, сигналы с ЛЧМ могут быть удлинены ради более высокой средней мощности без ухудшения разрешения по дальности, поскольку оно зависит только от диапазона частот, охватываемых линейно-частотной модуляцией сигнала.

Разрешение по азимуту Δy РЛС с реальной апертурой определяется выражением:

$$\Delta y = \theta_r R, \quad (13)$$

где θ_r – горизонтальная ширина луча антенны по уровню 3 дБ, а R – наклонная дальность до объекта [5]. Это означает, что наилучшее разрешение радаров с реальной апертурой достигается при наименьшей ширине луча в условиях,

когда РЛС максимально приближена к объекту. Эти конструктивные особенности сильно ограничивают использование и производительность систем с реальной апертурой. Однако уравнение (13) можно связать с моделью системы РЛС, заменив θ_3 синтезированной шириной луча апертуры.

Синтезированная апертура вдоль ширины луча θ_{3s} определяется выражением:

$$\theta_{3s} = \frac{\lambda_a}{2L_s}, \quad (14)$$

где L_s – максимальная длина синтезированной апертуры, равная $\theta_r R$.

Таким образом разрешение по азимуту РЛС с синтезированной апертурой будет определяется выражением:

$$\Delta y_s = \theta_{3s} R = \frac{\lambda_a R}{2L_s} = \frac{\lambda_a R}{2\theta_3 R} = \frac{\lambda_a R}{2 \frac{\lambda_a}{L} R}. \quad (15)$$

После упрощения это уравнение принимает вид:

$$\Delta y_s = 0,5L. \quad (16)$$

Данным выражением вводится одно из наиболее важных свойств РСА: разрешение по азимуту не зависит от несущей частоты и дальности до объекта. Таким образом, мы можем получать изображения с невероятно высоким разрешением, просто используя антенну меньшего размера.

Согласно [3], ширина луча антенны обратно пропорциональна её размеру. Под шириной луча антенны обычно понимается угловая ширина диаграммы направленности главного лепестка по половинной мощности, как показано на рис. 3. Ее также часто называют шириной луча 3 дБ (θ_3) и она определяется:

$$\theta_3 = \frac{\lambda_a}{L} \text{ radians}, \quad (17)$$

где λ_α – постоянный коэффициент, зависящий от физических свойств антенны, а L – длина антенны. Согласно уравнению (17), чем меньше антенна, тем больше ширина луча.

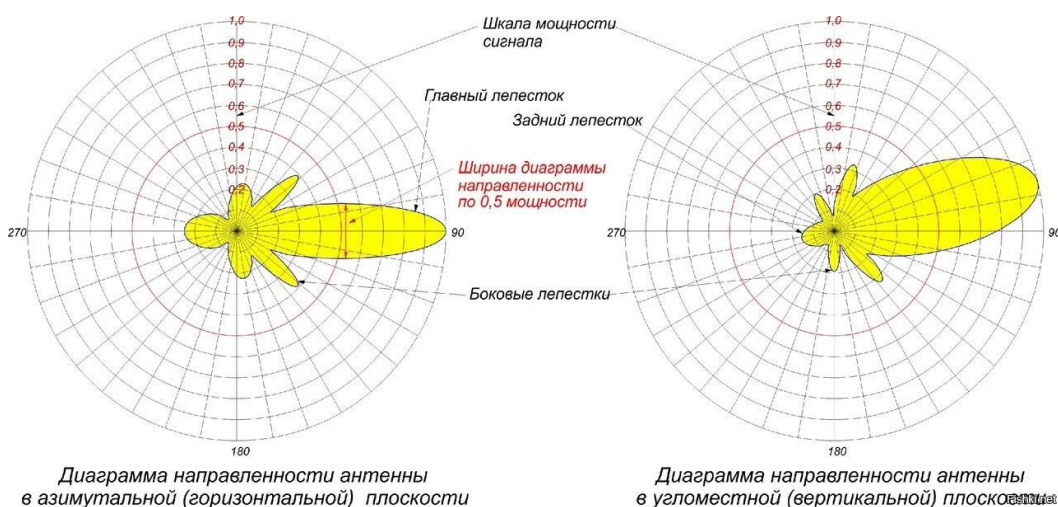


Рис. 3. Вид диаграммы направленности РСА в азимутальной и угломерной плоскостях.

На практике часто используют РСА с широким лучом, чтобы максимизировать количество времени, в течение которого объект находится в нем. Данный временной интервал называется временем задержки, который, в свою очередь, неразрывно связан с интервалом когерентной обработки – количеством импульсов, которые используются для обнаружения объекта.

Ещё одним важным показателем, используемым для характеристики РСА, является направленность. Направленность антенны определяется как отношение интенсивности излучения в заданном направлении к средней интенсивности излучения и определяется выражением:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A}, \quad (18)$$

где Ω_A – телесный угол луча, определяемый выражением:

$$\Omega_A = \iint_{spb} |F(\theta_s \phi)|^2 d\Omega, \quad (19)$$

где $F(\theta_s \phi)$ – нормализованная диаграмма направленности электрического поля.

Помимо самой РСА, существуют ещё и внешние факторы, влияющие на интенсивность принимаемого сигнала. Одним из таких факторов является эффективная площадь рассеяния (ЭПР) – площадь некоторой фиктивной плоской поверхности, расположенной нормально к направлению падающей плоской волны и являющейся идеальным и изотропным переизлучателем, которая, будучи помещена в точку расположения объекта, создаёт в месте расположения антенны ту же плотность потока мощности, что и реальный объект. ЭПР является мерой электромагнитной отражательной способности объекта, которая зависит не только от его физического размера, но также от его формы и свойств материала.

Математически ЭПР σ любого объекта можно выразить как:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E^{scat}|^2}{|E^{inc}|^2}, \quad (20)$$

где E^{scat} – рассеянное электрическое поле, E^{inc} – электрическое поле, падающее на объект [6].

2. Особенности движущихся объектов в РСА

По сути, РСА, как и цифровые камеры, делают моментальный снимок местности. Однако, в отличие от традиционных камер видимого диапазона, РСА собирают данные не за один момент времени, а за определённый временной интервал. Продолжительность времени, в течение которого РСА отправляет и получает импульсы, называется временем сбора. Как правило, чем больше время сбора, тем лучше разрешение РЛИ. Однако, поскольку РСА являются когерентными системами с движущимися объектами происходит всё наоборот – они на РЛИ размываются сильнее при более длительном времени сбора данных.

Так, объект с азимутальной составляющей движения размывается в этом же направлении [7,8]. Размытие по азимуту возникает из-за скорости объекта

вдоль пути, относительной радиальной скорости между радаром и объектом и радиального ускорения объекта [9,10]. При этом угол интегрирования радара (угол, на который перемещается радар относительно отдельного пикселя в течение одного интервала когерентной обработки [2]) определяет, насколько искривлено пятно объекта.

Для объекта, движущегося вдоль пути, четкость кривой ее изображения напрямую связана с углом интегрирования. Направление объекта относительно направления РСА определяет ориентацию кривой. Если объект движется в том же направлении, что и носитель РСА, кривая изображения объекта имеет гиперболический тип и вогнута в сторону от носителя. Если объект движется в направлении, противоположном носителю, точки смазывания изображения вогнуты в сторону носителя [7], при этом, длина смазывания изображения пропорциональна скорости объекта вдоль пути.

В свою очередь, поперечное движение вызывает гораздо меньшее размытие конечного изображения объекта, однако вызывает сдвиг по азимуту [7,9,11].

Истинное положение по дальности приблизительно равно положению объекта на полпути через время, в течение которого его видит главный лепесток антенны, т. е. положение объекта при нулевом доплеровском смещении. Изображение объекта, движущегося навстречу траектории полета самолета, смещается по азимуту в том же направлении, что и самолет. Для объекта, удаляющегося от траектории полета, смещение происходит в противоположном направлении.

3. Индикация наземных движущихся объектов в одноканальных РСА

Как правило, обработка сигнала РСА выполняется в предположении, что изображение содержит только неподвижные объекты. При этом для получения полностью сфокусированного изображения азимутальное сжатие во временной области требует оценки фазы для каждого пикселя изображения. В одноканальном РСА стационарные объекты не наносят ущерба формированию изображения, поскольку дальность до произвольного стационарного объекта

можно точно определить, используя двустороннее время прохождения сигнала до него. Однако точную фазовую историю движущихся объектов нельзя извлечь в системах РСА с одной антенной, потому что движущиеся радиолокационная платформа и объект вносят свой вклад в фазовые изменения одного пикселя.

Индикация наземных движущихся объектов (ИНДО) может выполняться с помощью стационарного радара путем изучения только отраженных сигналов радара с заметными доплеровскими сдвигами. Поскольку радар не движется, все неподвижные объекты будут иметь почти нулевой доплеровский сдвиг, и их можно будет игнорировать. Доплеровский сдвиг любого наземного объекта определяется выражением [3]:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (21)$$

где v_r – радиальная скорость объекта относительно платформы РЛС. Поскольку доплеровский сдвиг – это буквально измеренный сдвиг частоты, мы можем определить скорость движущегося объекта, измерив разность частот между переданным и принятым сигналами для конкретного объекта.

Однако уравнение (21) предполагает, что, когда самолет движется, все объекты обладают сдвигом по доплеру, а измеренный доплеровский сдвиг данного пикселя зависит от того, где он находится по отношению к радару. Следовательно, мешающие помехи могут исходить от многих разных направлений, и исключения только объектов с нулевым доплеровским смещением недостаточно для выделения движущихся объектов из помех [11].

ИНДО может быть выполнена с одноканальным РСА, если движущиеся объекты имеют доплеровский сдвиг больше, чем диапазон наблюдаемых доплеровских частот [1], как указано в уравнении (5). Однако, поскольку диапазон наблюдаемых доплеровских частот пропорционален скорости платформы РСА, медленно движущиеся объекты не могут быть выделены из помех, поскольку их доплеровский сдвиг находится в пределах полосы помех.

Решение об ИНДО состоит из всех параметров, необходимых для полной характеристики движения объекта, включая, помимо прочего, начальное положение, курс, скорость и ускорение. В [2] доказано, что для равномерного движения платформы РСА и объекта математически невозможно реализовать полное решение ИНДО, основанное исключительно на кривой перемещения дальности, которая может быть выражена гиперболическим уравнением [2] в виде:

$$\frac{R^2}{\left(\frac{AC-B^2}{A}\right)} - \frac{\left(t + \frac{B}{A}\right)^2}{\left(\frac{AC-B^2}{A^2}\right)} = 1, \quad (22)$$

где A , B и C являются константами и определяются параметрами решения ИНДО. Эти константы задаются соответствующими выражениями:

$$A = v^2 \sin^2 \psi_t + v_t \cos^2 \psi_t - 2v_t v \cos \psi_t + v^2, \quad (23)$$

$$B = x_0 v_t \sin \psi_t + y_0 (v_t \cos \psi_t - v), \quad (24)$$

$$C = x_0^2 + y_0^2 + h_0^2. \quad (25)$$

4. Оценка параметров движения объекта в одноканальном РСА

В рамках задачи ИНДО в одноканальном РСА в данной работе рассмотрим случай равномерного прямолинейного движения объекта, который, с одной стороны, является достаточно простой моделью, а с другой – адекватно описывает широкий класс реальных объектов (например, транспортные средства, движущиеся по дорожной сети).

Как было сказано ранее, движение объекта в двумерной плоскости полностью определяется набором параметров:

$$\theta = (x_0, y_0, v, \psi), \quad (26)$$

где x_0, y_0 – начальные координаты объекта, v – скорость объекта, ψ_t – курс (угол направления движения).

В одноканальном РСА доступная наблюдаемая информация определяется кривой миграции дальности (КМД), которая может быть аппроксимирована гиперболической зависимостью:

$$R(t) = \sqrt{(x_0 + vt \cos \psi)^2 + (y_0 + vt \sin \psi)^2}. \quad (27)$$

При разложении в ряд Тейлора и последующей аппроксимации данное выражение можно привести к гиперболической форме с тремя независимыми коэффициентами. Таким образом, наблюдаемая КМД содержит информацию лишь о трёх независимых параметрах, в то время как вектор состояния объекта содержит четыре неизвестных. Это приводит к фундаментальному результату: задача оценки параметров равномерного движения объекта в одноканальном РСА является недоопределённой. Иначе говоря, существует бесконечное множество наборов параметров Θ , соответствующих одной и той же КМД.

Для получения единственного решения необходимо ввести дополнительное ограничение. С этой целью в данной работе принимается предположение, что курс объекта считается априорно известным.

Данное предположение обосновано следующими факторами:

- движение наземных объектов ограничено дорожной инфраструктурой,
- направление дорог может быть известно из картографических данных,
- в ряде приложений (например, мониторинг транспортных потоков)

допустима аппроксимация движения прямолинейными участками.

Данное ограничение приводит к сокращению размерности пространства параметров:

$$\theta' = (x_0, y_0, v), \quad (28)$$

что делает задачу однозначно разрешимой.

В отличие от классических подходов, основанных на непосредственном анализе КМД, предлагаемый метод использует обобщённую функцию неоднозначности, определяемую в пространстве параметров движения.

Пусть $I(v, \psi)$ – значение некоторого критерия фокусировки изображения (например, максимума импульсной характеристики) при компенсации движения с параметрами (v, ψ) . Тогда функция неоднозначности может быть представлена как:

$$A(v, \psi) = \max_{x, y} |I_{v, \psi}(x, y)|. \quad (29)$$

Физический смысл данной функции заключается в следующем:

- при правильной компенсации движения фазовая история сигнала становится согласованной;
- энергия объекта когерентно суммируется;
- достигается максимум амплитуды отклика.

Таким образом:

$$(v^*, \psi^*) = \arg \max A(v, \psi). \quad (30)$$

С учётом предположения о известности курса задача сводится к одномерной оптимизации:

$$v^* = \arg \max A(v | \psi = \psi_0). \quad (31)$$

Метод оценки параметров движения объекта включает в себя следующие этапы.

1) Формирование исходного РСА-изображения.

На данном этапе выполняется стандартная обработка (сжатие по дальности и обратное проецирование) без компенсации движения объекта, в результате чего объект оказывается расфокусированным.

2) Формирование набора гипотез движения.

Задаётся дискретное множество значений скорости:

$$v_i \in [v_{\min}, v_{\max}], \quad (32)$$

а также (при необходимости) небольшой диапазон отклонений курса:

$$\varphi_i \in [\varphi_0 - \Delta\varphi, \varphi_0 + \Delta\varphi]. \quad (33)$$

3) Компенсация движения.

Для каждой гипотезы выполняется:

- пересчёт траектории объекта,
- фазовая коррекция сигнала,
- формирование изображения методом обратного проецирования.

4) Оценка качества фокусировки.

Для каждого изображения вычисляется критерий:

- максимум амплитуды,
- коэффициент контрастности,
- отношение энергии главного лепестка к боковым.

5) Поиск оптимальных параметров.

Оптимальные параметры определяются как:

$$(v^*, \psi^*) = \arg \max C(v, \psi). \quad (34)$$

При реализации данного метода точность оценки параметров объекта будет определяться:

- шагом сетки по скорости,
- шагом по курсу,
- длительностью интервала когерентной обработки.

Для повышения точности применяется многоэтапный (иерархический) поиск, заключающийся в грубой оценке на разреженной сетке и локальном уточнении в окрестности максимума. Для практической реализации данного

метода требуется организация параллельных вычислений и использование графических процессоров.

Заключение

В рамках проведённого исследования был предложен и обоснован метод оценки параметров движения объектов в одноканальных радиолокаторах с синтезированной апертурой. Показано, что задача индикации наземных движущихся объектов в одноканальной конфигурации является принципиально недоопределённой вследствие недостаточности наблюдаемых параметров, что приводит к множественности эквивалентных решений. Для устранения данной неопределённости введено дополнительное априорное ограничение, заключающееся в фиксированности курса движения объекта.

Предложенный подход основан на анализе функции неоднозначности, сформированной в пространстве параметров «курс-скорость», и позволяет определить наиболее вероятные значения параметров движения за счёт поиска максимумов отклика согласованной обработки. Установлено, что даже при наличии погрешностей в априорной оценке курса (порядка $\pm 5^\circ$) обеспечивается высокая точность восстановления скорости объекта, что подтверждает устойчивость метода к ошибкам начальной инициализации.

Предложенный подход опирается на максимизацию фокусировки изображения и может быть эффективно реализован с использованием современных вычислительных средств, что делает его перспективным для практических приложений дистанционного зондирования и радиолокационного наблюдения.

Литература

1. Skolnik M. I. et al. Introduction to radar systems. – New York: McGraw-hill, 1980. – Т. 3. – С. 81-92.
2. Winkler J. W. An Investigation of Ground Moving Target Indication (GMTI) with a Single-Channel SAR System: дис. – Master's thesis, Brigham Young University, 2013.
3. Scheer J., Holm W. A. Principles of modern radar. – 2010.
4. Loughlin P. J., Cohen L. The uncertainty principle: global, local, or both? //IEEE Transactions on Signal Processing. – 2004. – Т. 52. – №. 5. – С. 1218-1227.
5. Ulaby F. T. Microwave remote sensing active and passive //theory to applications. – 1986. – С. 2059-2081.
6. Dictionary S. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms //GEOSCIENCE. – 1984. – Т. 4. – С. 23-2.
7. Jao J. K. Theory of synthetic aperture radar imaging of a moving target //IEEE Transactions on Geoscience and remote sensing. – 2001. – Т. 39. – №. 9. – С. 1984-1992.
8. Kirscht M. Detection and imaging of arbitrarily moving targets with single-channel SAR //IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation. – 2003. – Т. 150. – №. 1. – С. 7-11.
9. Raney R. K. Synthetic aperture imaging radar and moving targets //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems. – 1971. – №. 3. – С. 499-505.
10. Barbarossa S. Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar. Part 1: Optimal detection and parameter estimation theory //IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing). – IEE, 1992. – Т. 139. – №. 1. – С. 79-88.
11. Chen V. C., Ling H. Time-frequency transforms for radar imaging and signal analysis. – Artech house, 2002.

Для цитирования:

Белокопытов М.Л., Ушанев К.В Метод оценки параметров движения объектов в одноканальном радиолокаторе с синтезированной апертурой. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.13>