

## **ВЫБОР РАЗМЕРА БАЗЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОПЕРЕЧНОГО РАЗМЕРА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ЦЕЛЕЙ В КОГЕРЕНТНОЙ БИСТАТИЧЕСКОЙ РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН**

С.Н. Роденко<sup>1</sup>, П.Ю. Седышев<sup>2</sup>, С.И. Хмелевский<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Харьковский университет Воздушных Сил,

<sup>2</sup>Объединенный научно-исследовательский институт ВС Украины, Харьков)

*В статье рассматриваются электродинамические принципы формирования пространственного спектра сигнала отраженного от протяженной цели при ее моноимпульсном зондировании с опорного пункта бистатической пространственно-когерентной системы. Показано, что при получении радиолокационных признаков цели (определение ее поперечного размера) большое значение имеет ракурс зондирования цели, что обусловлено аэродинамическими особенностями летательных аппаратов как объектов математического моделирования. С единых позиций рассмотрены вопросы обеспечения максимального отношения сигнал/шум, которое имеет существенное влияние на точность распознавания (классификации) типа цели и удовлетворении при этом требования пространственной когерентности сигналов на входах разнесенных пунктов приема.*

***многопозиционные системы, распознавание, поперечный размер цели, метровый диапазон волн***

**Постановка проблемы.** Одной из важных задач является задача радиолокационного распознавания классов аэродинамических целей в процессе первичной обработки эхо-сигналов. При решении этой задачи на первое место выступают проблемы достоверности и оперативности получаемой информации. Наиболее эффективным способом повышения информационной достоверности является повышение отношения сигнал/шум без увеличения энергетических затрат на зондирование воздушного пространства радиолокационными станциями. В частности, этого можно достичь за счет использования резонансного эффекта зависимости поверхности отражения цели от рабочей длины волны станции. Оперативность получаемой информации достигается увеличением пропускной способности линий связи, аппаратным или технологическим повышением быстродействия процедур алгоритма обработки. Применение моноимпульсного метода обработки сигналов, принимаемых разнесенными пунктами когерентных бистатических РЛС, в сочетании с реализацией устройства корреляционной обработки на акустоэлектронных Фурье-процессорах

позволит осуществить обработку за одно радиолокационное зондирование аэродинамической цели. При этом структура систем когерентной пространственно-временной обработки сигналов состоит из набора идентичных Фурье-процессоров и инвариантна к виду и параметрам модуляции электромагнитных излучений и пространственному положению источников, энергия которых используется для локации целей.

**Анализ литературы.** Последние публикации, посвященные преимуществам многопозиционной активно-пассивной радиолокации, свидетельствуют об ускоренном темпе практического внедрения принципов разнесенного приема сигналов с использованием техники когерентной обработки радиолокационных сигналов [4, 5]. Особое внимание уделяется когерентным бистатистическим РЛС (БРЛС) с разнесенными или попарно совмещенными приемными и передающими позициями, которые должны стать универсальной основой для объединения в когерентные (или синхронные) информационные многопозиционные системы различного вида базирования [5]. Как было показано в работах [7, 8], использование в БРЛС с малой базой широкополосных псевдослучайных сигналов обеспечивает повышенную скрытность и живучесть в условиях сложной электромагнитной и целевой обстановки и применения большого числа источников шумовых помех. Значительное внимание уделяется изучению свойств когерентных бистатистических РЛС, которые позволяют получить двухмерные радиолокационные образы целей [10, 11], использовать новые наборы признаков, обеспечивающих надежное распознавание в условиях применения ложных целей (ловушек) [6, 13].

Хотя бистатистические РЛС более сложные в реализации, чем однопозиционные, их потенциал по обнаружению малозаметных целей оказывается большим, из-за высокого уровня отражений радиолокационного сигнала при зондировании на просвет. Кроме того, применение в моностатистических РЛС для получения двумерных образов метода обратного синтеза апертуры [12] или оценки пространственных спектров по отраженным многочастотным сигналам [9] требует длительного времени наблюдения цели, учета параметров ее движения и создания обширной специальной базы данных для всех ракурсов цели.

**Целью статьи** является рассмотрение возможности получения двухмерных признаков распознавания воздушных целей путем совместного моноимпульсного измерения радиальных и поперечных размеров цели с использованием широкополосных зондирующих сигналов, обеспечивающих необходимое разрешение блестящих точек по дальности и формирующих радиолокационные дальностные портреты в двух пространственно-разнесенных каналах когерентной БРЛС.

**Методика анализа.** Облучение аэродинамической цели производится широкополосным радиосигналом с несущей, соответствующей длине волны

$\lambda$ . Структуру отраженного поля, обусловленного зондированием цели, представим как зависимость эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) от угловых пространственных координат:  $\sigma(\Theta)$ , по аналогии с [9].

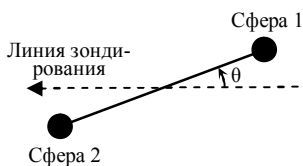


Рис. 1. Модель цели

На рис. 1 представлена идеализированная модель аэродинамической цели в виде двух сфер, разнесенных на расстояние  $d$  и вращаемых относительно угла облучения на угол  $\Theta$ . Угол  $\Theta$  характеризует в данном случае изменение направления визирования сфер, которыми представлена

цель, относительно пунктов приема когерентной БРЛС.

Представим напряженность поля в дальней зоне от сферы, которая ближе. Пусть это будет сфера 1, т.е.

$$V_1 = A_1 \exp(j\Theta_1), \quad (1)$$

где коэффициент  $A_1$  пропорционален величине коэффициента отражения, угол  $\Theta_1$  пропорционален фазе напряженности коэффициента отражения.

Аналогично

$$V_2 \approx A_1 \exp(j \cdot (\Theta_1 + (2\pi d/\lambda)\sin(\Theta))). \quad (2)$$

Если просуммировать сигнал, принимаемый от точек, в которых расположены сферы, то в точке приема результирующий сигнал будет иметь вид:

$$V = V_1 + V_2 = A_1 \exp(j \cdot \Theta_1) \cdot (1 + \exp(j \cdot (2\pi d/\lambda)\sin(\Theta))), \quad (3)$$

Тогда мощность сигнала в точке приема равна

$$\begin{aligned} \sigma(\Theta) = V \cdot V^* &= A_1^2 \exp(j \cdot 2\Theta_1) \cdot (1 + \exp(j \cdot (2\pi d/\lambda)\sin(\Theta))) \times \\ &\times (1 + \exp(-j \cdot (2\pi d/\lambda)\sin(\Theta))) = A_1^2 \exp(j \cdot 2\Theta_1) \cdot 2 \cdot (1 + \cos((2\pi d/\lambda)\sin(\Theta))). \end{aligned} \quad (4)$$

Выражение (4) после тригонометрических преобразований упрощается:

$$\sigma(\Theta) = 4A_1^2 \exp(j \cdot 2\Theta_1) \cdot \cos^2((\pi d/\lambda)\sin(\Theta)). \quad (5)$$

Пренебрегая амплитудным множителем в выражении (5) (производя нормировку по амплитуде), получим:

$$\sigma(\Theta) = \cos^2((\pi d/\lambda)\sin(\Theta)). \quad (6)$$

Графики зависимости (6) для трех значений размера цели (крупноразмерной –  $d = 50$  м, средних размеров –  $d = 15$  м и малоразмерной –  $d = 5$  м) изображены на рис. 2, а, б и в соответственно. Здесь принята длина волны  $\lambda = 2$  м, а радиус сферы соответственно  $\lambda/2$ . Из рис. 2 видно, что с уменьшением расстояния между сферами (аналога поперечного размера аэродинамической цели) ширина луча ЭПР расширяется. Кроме того, при изменении угла (ракурса) визирования цели меняется ее эффективная длина и как следствие снова меняется ширина луча диаграммы вторичного излучения

(ДВИ). Как известно [1], между ДВИ и диаграммой направленности апертурой решетки существует электродинамическая аналогия, которая позволяет перенести основные закономерности теории антенн при обосновании методов решения локационных задач, связанных с пассивным радиолокационным ответом. При этом комплексные огибающие лепестков ДВИ также, могут быть описаны квадратичной зависимостью вида  $(\sin x)/x$ , а сама диаграмма направленности определяет коэффициент пространственной корреляции комплексных амплитуд напряженности поля, возбуждаемого локальными областями отражения. При этом ширина лепестка диаграммы зависит от степени сосредоточенности отражателей (размера эквивалентной апертуры). Следовательно, фиксирование изменения коэффициента пространственной корреляции отраженного сигнала на входах разнесенных пунктов приема можно однозначно сопоставить с эквивалентным размером цели в плоскости, параллельной линии базы БРЛС [8].

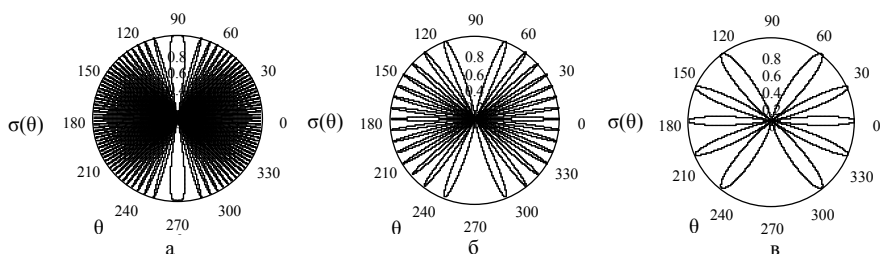


Рис. 2. Зависимость ЭПР цели от ракурса зондирования протяженной цели

Однако интерференция полей от локальных областей сопряжена с флуктуациями «радиолокационного центра» [1] апертуры цели при различных соотношениях интенсивностей локальных отражателей, а значит, истинный размер апертуры может существенно отличаться от эквивалентного амплитудно-фазового распределения протяженного объекта. Кроме того, при изменении ориентации визирования цели смещается положение отражающих поверхностей [14]. В совокупности с влиянием амплитудных флуктуаций это ведет к некоей дисперсии измерений поперечного размера аэродинамической цели. Реальный размер электрического диполя при изменении ракурса меняется в соответствии с выражением  $L_{ц} = d \sin \theta$ . Вычисленный же размер цели в соответствии с выражением равен  $L = \lambda / \Delta\Theta$ , где  $\Delta\Theta$  – ширина лепестка, оцененная по соотношению для ЭПР (6) и измеренная по первым нулям диаграммы. Переходя от непрерывного аргумента значения угла к дискретному, обусловленному целым числом лепестков, которые укладываются по ширине в диапазоне углов от  $0$  до  $\pi/2$  радиан можно исследовать эти выражения на асимптотическое соответствие.

Для этого, задаваясь максимальными экстремумами ЭПР, т.е.  $\theta_{\max} = \arcsin(m\lambda/d)$ , где  $m$  – номер максимума ( $m \in Z$ ), определяется истинный размер диполя для заданного угла визирования  $\theta_{\max}$ . Определяются смежные с  $\theta_{\max}$  минимумы  $\theta_{\min+1}$  и  $\theta_{\min-1}$ , а также ширина лепестка  $\Delta\Theta = |\arcsin\{(\lambda/2d)(2m+1)\} - \arcsin\{(\lambda/2d)(2m-1)\}|$  по нулям относительно локального максимума  $\theta_{\max}$ . Вводя дисперсию флюктуаций «радиолокационного центра» цели в пределах размера апертуры цели, то есть, ограничивая ее размером диполя  $\sigma_L^2 = d$ , а также, усредняя полученный результат, например, по 100 случайным выборкам размера диполя, получим для различных ракурсов цели изменения оценок ее размера.

На рис. 3 представлена зависимость размеров цели как функция от номера экстремума, полученная статистически по ширине лепестка ЭПР, для пяти фиксированных размеров диполя: 1)  $d = 50$  м; 2)  $d = 40$  м; 3)  $d = 30$  м; 4)  $d = 20$  м; 5)  $d = 10$  м. Пунктирной линией показана зависимость проекции диполя на линию визирования от квазинепрерывного аргумента  $\theta(m) = \arcsin(m\lambda/d)$ . Из рис. 3 видно, что несмотря на дисперсию «радиолокационного центра» размером  $d$ , ошибка восстановленного по измерениям

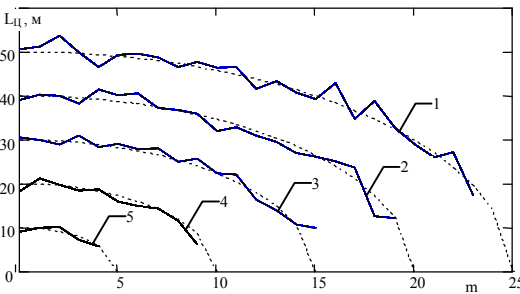


Рис. 3. Статистическое оценивание размеров цели по ширине лепестка ЭПР

размера не превышает 10%, что позволяет производить отдельно классификацию целей на три класса: крупноразмерная, средних размеров и малоразмерная. Реальные аэродинамические цели имеют сложную геометрию, отличную от рассматриваемой идеализации [1, 2, 13, 14], при этом в большинстве случаев, особенно при реализации воздушных аппаратов по технологии «Stealth» они имеют выпуклую форму, для которой справедливо следующая зависимость для ЭПР [1]

$$\sigma(\Theta) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left| \int_{S_{\text{осв}}} \exp(-j \cdot 4\pi \cdot \frac{\Delta r}{\lambda}) \cos(\Theta) ds \right|^2, \quad (7)$$

где  $\Delta r$  – расстояние от элемента площади  $ds$  до произвольной отсчетной плоскости, перпендикулярной направлению облучения цели и приема отраженных сигналов;  $\Theta$  – угол между направлением приема и нормалью к элементу площади  $ds$ ;  $S_{\text{осв}}$  – площадь освещенной поверхности цели.

Основные закономерности зависимости ЭПР (7) от размеров цели в виде одной сферы радиусом  $R$  графически представлены на рис. 4, где выделяются три характерных участка. Первый (при  $R/\lambda < 0,1$ ) – область релеевского рассеяния, для которого отношение ЭПР к видимой площади главного сечения сферы  $\pi R^2$  пропорционально  $[R/\lambda]^4$ . В этом случае ЭПР значительно меньше видимой площади. Для второго участка (при  $0,1 < R/\lambda < 1$ ) характерны сильные пульсации ЭПР. Это область резонансного рассеяния. На третьем участке ( $R/\lambda > 1$ ) ЭПР и видимая площадь практически совпадают, это оптическая область. Из этого следуют практические рекомендации для выбора длины волны РЛС. Так, с точки зрения энергетики РЛС, дальность локации тем больше, чем больше ЭПР цели. При этом чтобы обеспечить резонанс отражающей поверхности, длина волны станции должна быть в пределах от 10 до 100 м. Реально РЛС с такой длиной волны являются стационарными объектами и, следовательно, имеют низкую живучесть. Для надежного и устойчивого отраженного сигнала необходимо, чтобы длина волны была существенно меньше линейных размеров цели, следовательно, выбрав в качестве рабочей длину волны  $\lambda \approx 1 \dots 3$  м, можно сочетать резонансный характер отражения и обеспечивать устойчивое обнаружение сигналов при приемлемых показателях мобильности РЛС.

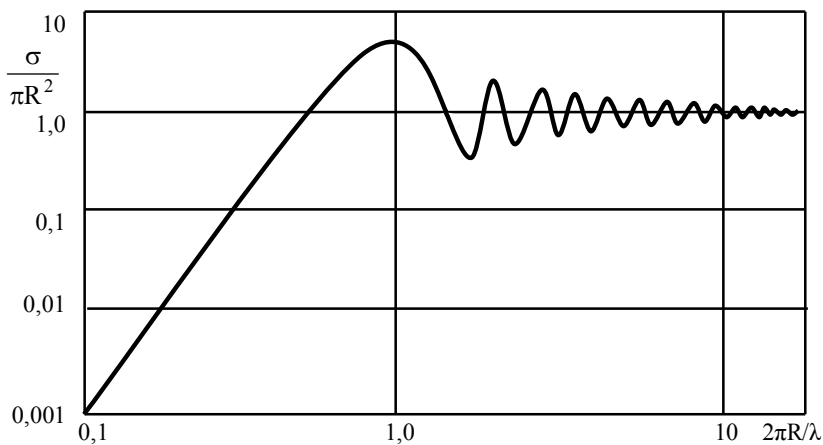


Рис. 4. Зависимость ЭПР от размеров цели

Отметим, что ЭПР цели в силу своего многолепесткового характера может быть случайно ориентирована в направлении на приёмные позиции. Необходимо, чтобы приёмные позиции БРЛС находились в пределах одного лепестка ЭПР цели. Из этого следует, что расположение приёмных позиций и цели в пространстве должны обеспечивать бистатистический угол  $\gamma$  меньший ширины лепестка ЭПР.

Определим требования к размеру базы между приёмными позициями для выполнения данного условия. Средняя дальность до цели, при которой актуально её радиолокационное распознавание, составляет около 100 км. Известно [1], что минимальная ширина лепестка ЭПР будет определяться максимальным размером реальной цели. В настоящее время линейные размеры реальных АДЦ для различных ракурсов не превышают 60 м (В-52). Таким образом, при  $\lambda = 2$  м и  $L \approx 60$  м, минимальная ширина лепестка ЭПР составляет  $\Delta\Theta_{\min} = 0,033$  рад. ( $\approx 1,9$  градуса). Размер базы  $B$  между приёмными позициями должен быть меньше  $B_{\text{гр}}$  – граничное (максимальное) значение базы между приёмными позициями, который определяется:

$$B_{\text{гр}} = 2 \cdot R \cdot \sin \frac{\gamma_{\text{гр}}}{2},$$

где  $\gamma_{\text{гр}} = \Delta\Theta_{\min}$  – граничное (максимальное) значение бистатического угла.

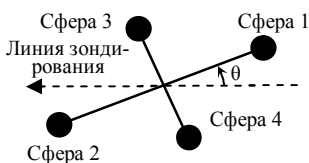


Рис. 5. Крестообразная модель цели

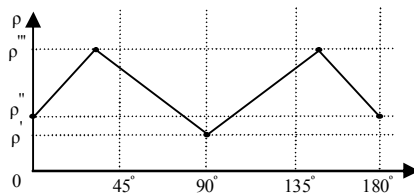


Рис. 6. Зависимость коэффициента корреляции сигналов от ракурса цели

Проекция реальных летательных аппаратов на линию визирования имеет вид более близкий по структуре с системой ортогональных диполей Герца, т.е. имеет крестообразную форму. Принимая во внимание, что изотропный или точечный излучатель эквивалентен коррелированному по пространству излучению, ракурс визирования цели, при котором цель будет иметь меньшую по размерам проекцию, будет давать больший коэффициент корреляции комплексных огибающих сигналов на входах разнесенных пунктов приема. Напротив, меньший размер проекции – меньший коэффициент корреляции. Тогда, огибая ракурс цели, можно построить следующую зависимость коэффициента корреляции от ракурса цели (рис. 6). Результаты моделирования по 8 типам цели [2] (3 бомбардировщика: ТУ-16, В1-В, В-52; 3 истребителя: F-15, МИГ-21, Tornado; 2 крылатых ракеты: АЛКМ, GLКМ) подтверждают зависимость, представленную на рис. 6, и представлены на рис. 7.

Анализ рис. 6, 7 показывает, что при отнесении воздушного летательного аппарата к тому или иному классу большое значение имеет ракурс ее визирования, например, для поперечного размера (расстояния между сферами 3 и 4) равного 25 м возможно отнесение ко всем трем

классам. Решающим в данном случае является информация о ракурсе визирования цели, оценить который можно по направлению вектора скорости, измеренному в этой же бистатической системе [6].

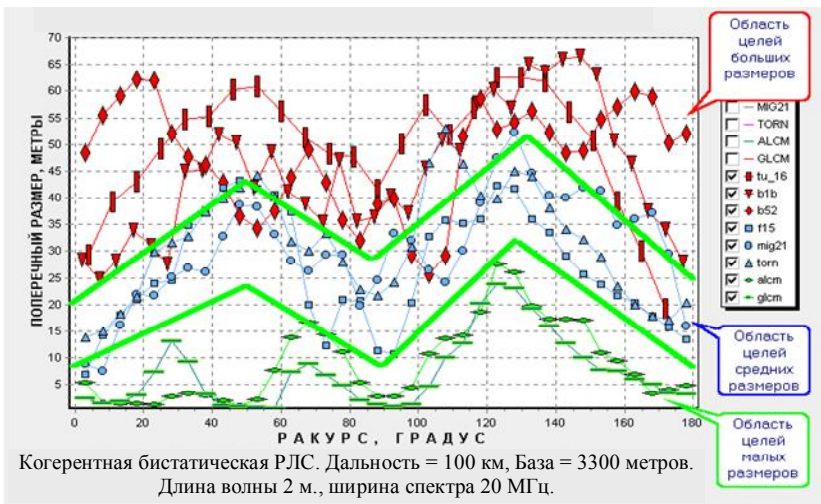


Рис. 7. Оценки поперечных размеров воздушных целей по результатам имитационного моделирования

В бистатической РЛС, при рассмотрении положения цели в бистатической плоскости, дальность от передающей  $R_{\text{прд}}$  и приемной  $R_{\text{пр}}$  позиций просто выражаются через суммарную дальность  $R_{\Sigma} = R_{\text{прд}} + R_{\text{пр}}$  и пеленг цели  $\Theta_{\text{пр}}$  относительно линии базы  $B$  (рис. 8):

$$R_{\text{прд}} = 0,5(R_{\Sigma}^2 + B^2 + 2R_{\Sigma}B \cos \Theta_{\text{пр}})/(R_{\Sigma} + B \cos \Theta_{\text{пр}}); \quad (8)$$

$$R_{\text{пр}} = 0,5(R_{\Sigma}^2 - B^2)/(R_{\Sigma} + B \cos \Theta_{\text{пр}}).$$

При  $\Theta_{\text{пр}} = \pi$  пространственный эллипсоид вращения вырождается в линию, т.е. если цель находится на линии базы, то  $R_{\text{прд}}$  и  $R_{\text{пр}}$  измерить нельзя. Доплеровское смещение частоты эхосигнала в приемной позиции бистатической РЛС выражается в виде

$$F_{\text{д}} = (1/\lambda) dR_{\Sigma} / dt = (1/\lambda) d(R_{\text{прд}} + R_{\text{пр}}) / dt. \quad (9)$$

В данном случае можно описать зависимость  $F_{\text{д}}$  от скорости  $V$  цели, движущийся в бистатической плоскости под углом  $\psi$  к линии базы (рис. 8) как



$$F = (2V/\lambda) \cos(\psi - \Theta_{\text{пр}} + \gamma/2) \cos(\gamma/2), \quad (10)$$

откуда

$$\psi = \arccos\left(\frac{F_d \lambda}{2V \cos(\gamma/2)}\right) + \Theta_{\text{пр}} - \frac{\gamma}{2}. \quad (11)$$

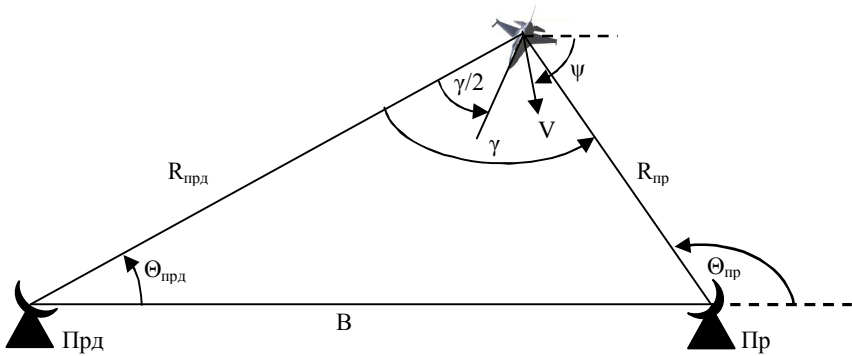


Рис. 8. Измерение скорости цели в бистатической плоскости

Таким образом, связывая курс движения  $\psi$  цели с ракурсом ее визирования  $\Theta$ , при вычисленном значении поперечного размера аэродинамической цели, становится возможным однозначное отнесение воздушного средства к вышеперечисленным классам.

**Выводы:** Когерентные бистатические РЛС при выполнении условия пространственной когерентности отраженных сигналов и использования зондирующих сигналов с высоким разрешением блестящих точек целей по дальности позволяют осуществить моноимпульсное измерение их поперечного размера, что позволяет в сочетании с известными методами расширить признаки распознавания и повысить достоверность систем идентификации воздушных объектов. Приведенные результаты имитационного моделирования согласуются с основными математическими соотношениями, полученными при использовании широкополосных сигналов ограниченной длительности с регулярной угловой модуляцией в системах распознавания с разнесенной инфраструктурой. Исходя из общих позиций, рассмотрены вопросы обеспечения максимизации энергии сигналов на входах приемных позиций, которая имеет существенное влияние не только на дальность радиолокации целей, но и на точность распознавания (классификации) типа цели. Удовлетворение требования пространственной когерентности сигналов на входах разнесенных пунктов приема обуславливает размер базы примерно, 3,3 км (при условии работы БРЛС на длине волны 2 м), при которой возможна однозначная классификация по измеренному поперечному размеру.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман и др. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО "МАКВИС", 1998. – 828 с.*
2. *Gorshkov S.A., Leshchenko S.P., Orlenko V.M., Sedyshev S.Yu., Shirman Y.D. Radar Target Backscattering Simulation - Software and User's Manual. – Boston-London: Artech House, 2002. – 71 p.*
3. *Shirman Y.D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking. – Boston-London: Artech House, 2002. – 294 p.*
4. *Griffiths H.D. From a Different Perspective: Principles, Practice and Potential of Bistatic Radar // IEEE Int. RADAR2003. – Adelaide, Australia, 3-5 September, 2003.*
5. *Michael C. Wicks. Radar the Next Generation - Sensors as Robots // IEEE Int. RADAR2003. – Adelaide, Australia, 3-5 September, 2003.*
6. *Chernyak W.S., Fundamentals of Multisite Radar Systems. – Gordon and Breach Science Publishers. 1998.*
7. *Sedyshev Yu.N., Gordienko V.N. The Coherent Bistatic Radar with Multi – Stage Space – Time Adaptive Processing of Signals and Jamming // IEEE Int. RADAR2000. – Alexandria, VA, USA. – 8-12 May, 2000. – P. 329 – 334.*
8. *Sedyshev Yu.N., Sedyshev P.Yu., Tyutyunnik V.A. Coherent Bistatic Noise Radar with Space – Time Adaptive Processing of a Returns Signals and Jamming // Proc. First International Workshop on the Noise Radar Technology (NRTW 2002). – Yalta, Crimea, Ukraine. – 2002. – P. 203 – 214.*
9. *Willey J., Faust H. Spatial Spectra for Aircraft Identification // RTO SC1 Symposium on “Non-Cooperative Air Target Identification Using Radar” Proc. RTO MP-6. – Mannheim, Germany. – 22-24 April 1998. – P. 07.*
10. *Burkholder R.J., Gupta I.J., Johnson J.T. Comparison of Monostatic and Bistatic Radar Images // IEEE Antenna & Propagation Magazine. – June 2003. – Vol. 45, No. 3. – P. 41 – 50.*
11. *Yan Jin, Feng Xiaobin, Huang Peikang. Radar Target Identification Based on Adaptive Joint Time-Frequency Processing in High Frequency Domain // IEEE Int. RADAR2003. – Adelaide, Australia. – 3-5 September, 2003. – P. 339 – 342.*
12. *Peter N.R. Stoye, ISAR Image Interpretation // RTO SC1 Symposium on “Non-Cooperative Air Target Identification Using Radar”. Proc. RTO MP-6. – Mannheim, Germany. – 22-24 April 1998. – P. 06.*
13. *Казаков Е.Л., Бзот В.Б., Казаков А.Е., Павлов В.Л. Радиолокационные признаки распознавания при многопозиционной локации / Под ред. Е.Л. Казакова. – Х.: А·С·С., 2005. – 188 с.*
14. *Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.*

Поступила 1.06.2005

**Рецензент:** доктор технических наук, профессор Я.Д. Ширман,  
Харьковский университет Воздушных Сил.