

УДК 621.391.2

Разработка алгоритма получения точечного портрета сложной цели по комплексному радиолокационному изображению

А.А. Горбунова

Аннотация

Объектами исследования являются широкополосные радиолокационные системы (РЛС) сантиметрового диапазона длин волн, используемые для формирования радиолокационных изображений объектов высокого разрешения. Назначением рассматриваемых РЛС является распознавание наземных и воздушных целей. В настоящей конкурсной работе рассмотрены наиболее часто применяемые когерентные импульсные РЛС со сканирующей антенной и РЛС, использующие принцип инверсного синтеза апертуры антенны (ISAR) при обработке принятого эхо-сигнала движущейся цели.

Целью работы является разработка алгоритма обработки РЛИ с использованием процедуры параметрической идентификации, позволяющей оценивать количественный состав рассеивателей сложной многоточечной цели и получать точечный портрет этой цели в результате вычисления комплексных коэффициентов рассеяния и координат ее «блестящих» точек. Этот портрет может быть использован для повышения качества распознавания, так как содержит дополнительную информацию о цели, ее форме и размерах, а также параметрах движения.

Ключевые слова

широкополосная радиолокация; точечный рассеиватель; комплексное радиолокационное изображение; точечный портрет цели; параметрическая идентификация; инверсная фильтрация; порядок модели; информационный критерий.

Введение

Современные сверхширокополосные (СШП) и сверхкороткоимпульсные радиолокационные системы (РЛС) обладают высокими потенциальными возможностями обнаружения и распознавания целей в сочетании с высокой скрытностью. Особенностью СКИ сигналов является их малая длительность по сравнению со временем, требуемым для

распространения сигнала вдоль радиолокационной цели и отсутствие внутриимпульсной модуляции несущей частоты. Ширина спектра СКИ радиолокационных сигналов составляет от сотен мегагерц до единиц гигагерц.

Свойства СКИ радиолокационных сигналов приводят к появлению новых особенностей эхо-сигналов, рассеиваемых целью. Во-первых, длительность эхо-сигналов во много раз превышает длительность зондирующего сигнала. Во-вторых, форма эхо-сигнала зависит от ракурса цели относительно РЛС. В-третьих, спектр зондирующего СШП сигнала содержит энергию, способную возбудить собственные резонансные частоты цели, определяемые ее геометрическими размерами, формой и материалом, из которого выполнена цель. Таким образом, в эхо-сигнале содержится информация, позволяющая распознавать различные объекты.

Экспериментальные и теоретические исследования свойств рассеяния электромагнитного поля в широком диапазоне частот показали существенное различие спектральных и временных характеристик сигналов, рассеиваемых телами различной геометрической формы. Это подтверждает факт наличия информации в эхо-сигнале СКИ радиолокатора о геометрических размерах и форме объектов.

Однако во многих случаях полученные с помощью РЛС изображения сложных объектов трудно использовать для распознавания целей. Хотя РЛИ имеют высокое разрешение, реальные условия наблюдения зачастую способствуют сильным искажениям наблюдаемой формы объекта.

Во-первых, при наблюдении наземных объектов имеют место переотражения, которые вносят свой вклад в суммарный сигнал, изменяя амплитуду и фазу полезного сигнала при малом времени запаздывания. На изображении подобный эффект выглядит как дубликат объекта, который может быть полезен при большом времени запаздывания переотражений относительно полезного сигнала, и вреден, когда накладывается на основной эхо-сигнал объекта при малом времени запаздывания.

Во-вторых, для объекта сложной формы характерно затенение разных его частей при наблюдении с разных ракурсов. Это сильно влияет на изменение наблюдаемой по изображению формы объекта и затрудняет его распознавание. Однако затененная часть объекта за счет переотражений может создавать слабый эхо-сигнал, который присутствует в суммарном сигнале. Тем не менее, на изображении такой сильно ослабленный сигнал придает объекту облик отличный от истинного.

В-третьих, даже малое изменение ракурса наблюдения приводит к изменению наблюдаемой по изображению формы объекта. Это происходит за счет разности фаз

несущего коротковолнового заполнения сигналов, отраженных от соседних рассеивающих элементов объекта.

Наконец, отражения от местных объектов при наблюдении наземных целей создают помеховый сигнал, который складывается с полезным и вносит в него искажения, а, следовательно, искажается и наблюдаемая форма объекта.

Дополнительное увеличение разрешения РЛИ сверх аппаратного позволит наблюдать отдельные отклики независимо, т.е. осуществить декомпозицию принятого суммарного сигнала. По расположению множества откликов может быть сделано уточнение о предполагаемой геометрической форме и размерах объекта, путем исключения откликов от местных предметов и откликов, полученных в результате переотражений.

Модель комплексного радиолокационного изображения

В работе рассматривается два типа широкополосных РЛС, позволяющих формировать комплексное радиолокационное изображение (РЛИ) с высоким разрешением. К первому типу относятся когерентно-импульсные РЛС, излучающие широкополосный зондирующий сигнал в сантиметровом диапазоне длин волн в виде последовательности импульсов малой длительности без внутриимпульсной модуляции. Длительность импульса обеспечивает попадание цели в несколько элементов разрешения по дальности. Узконаправленная антенна таких систем осуществляет сканирование по углу азимута и работает на передачу и прием сигнала (Short pulse azimuth scanning, SPAS). Ко второму типу относятся РЛС, использующие принцип инверсного синтезирования апертуры антенны (Inverse synthetic aperture radar, ISAR) при обработке принятого эхо-сигнала движущейся цели.

Электромагнитное поле отраженной волны описывается уравнениями Максвелла. Определение этого поля для объектов сложной формы представляет собой достаточно трудную задачу. Однако в радиолокации часто используется существенно более простая модель объекта в виде совокупности его «блестящих» точек, которая позволяет приближенно описывать отраженный радиолокационный сигнал. Рассеяние электромагнитной энергии объектом сложной формы с использованием такой модели можно представить, как результат излучения нескольких центров рассеяния, сосредоточенных на этом объекте [1].

Для получения необходимой для распознавания информации о форме и геометрических размерах объекта необходимо разрешить и определить параметры нескольких его элементов рассеяния. Такими параметрами являются координаты «блестящих» точек объекта (например, дальность и азимут) и интенсивность отражений от

них [2]. Детальность полученного точечного портрета цели определяется количеством разрешаемых точечных рассеивателей.

В случае неподвижной цели, разрешение двух близко расположенных точечных рассеивателей возможно только при достаточно высокой разрешающей способности как по дальности, так и по азимуту.

Однако, в случае движущейся цели, возможно также разрешение элементов по скорости, т.е. по доплеровскому смещению частоты. Разрешающая способность в таком случае, обратно пропорциональна времени когерентного накопления отраженного сигнала.

Для РЛС различного принципа действия можно попытаться обобщить модель РЛИ. При этом можно считать, что форма отдельного отклика от «блестящей» точки определяется независимо по координатам плоскости изображения x и y в соответствии с функциями $s_x(x)$ и $s_y(y)$.

Аналитически определить форму функций $s_x(x)$ и $s_y(y)$ удастся, используя предположение о характере рассеяния объектом радиолокационного сигнала и зная способ формирования изображения. Примеры полученных аналитических выражений функций $s_x(x)$ и $s_y(y)$ для рассматриваемых типов РЛС представлены в таблице 1.

Для РЛС формирующих изображение по принципу SPAS сечение отклика, например, вдоль координаты x имеет форму огибающей зондирующего импульса, описанной гауссовской кривой $s_G(\rho)$. Параметром функции является длительность τ . Сечение $s_y(y)$ определяется формой характеристики направленности антенны $f_A^2(\theta)$ с шириной θ_A .

В случае ISAR изображений при использовании корреляционного приемника в РЛС вдоль координаты x сечение имеет треугольную форму огибающей корреляционной функции периодических прямоугольных радиоимпульсов $s_\Delta(\rho)$ длительностью τ и периодом повторения T . Сечение отклика вдоль координаты y за время когерентного накопления сигнала ΔT определяется частотной характеристикой быстрого преобразования Фурье $|H_{FFT}(f)|$.

Таблица 1.

Примеры функций, являющихся сечениями РЛИ.

Способ формирования РЛИ	$s_x(x)$	$s_y(y)$

SPAS	$\exp\left[-\pi\left(\frac{2\rho}{c\tau}\right)^2\right], \rho = x$	$\left(\sum_{k=1}^1\left(\frac{23}{54}\right)^k \cdot \text{sinc}\left[\pi \cdot \left(\frac{\theta}{\theta_A} - k\right)\right]\right)^2, \theta = y$
ISAR	$\left(1 - \frac{2 \rho }{c\tau}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{\rho}{c\tau}\right), \rho = x$	$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left[\left(2\pi f - \frac{2\pi k}{T}\right) \cdot \frac{\Delta T}{2}\right], f = y$

Как видно из таблицы, эти функции могут быть гладкими или кусочными, иметь многолепестковый или вместе с тем и периодический характер. Зная параметры сечений можно полностью определять форму отклика от точечного объекта.

Таким образом, двумерный отклик от одной «блестящей» точки определяется произведением функций, описывающих его сечения:

$$r(x, y) = s_x(x) \cdot s_y(y). \quad (1)$$

На рис. 2 приведены примеры двумерных откликов для рассматриваемых типов РЛС.

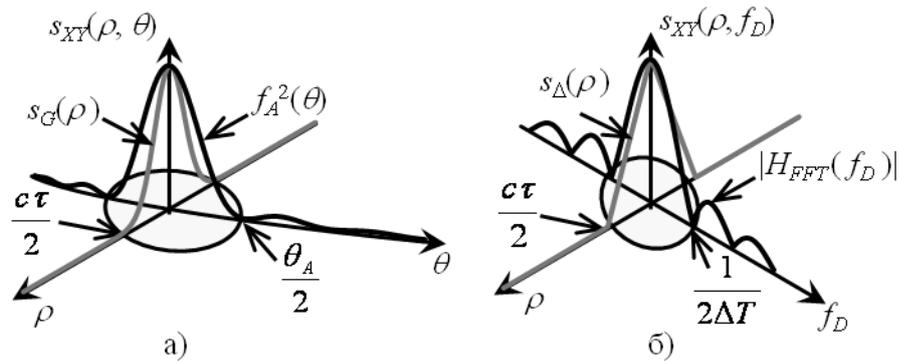


Рис. 1. Двумерный отклик РЛС при формировании РЛИ:

- а) SPAS (Short pulse azimuth scanning);
- б) ISAR (Inverse synthetic aperture radar)

Тогда, в соответствии с моделью «блестящих» РЛИ многоточечной цели будет иметь следующий вид:

$$z(x, y) = \sum_{p=1}^P \dot{b}_p \cdot s_x(x - x_p) \cdot s_y(y - y_p). \quad (2)$$

где P – количество «блестящих» точек объекта; x_p, y_p – координаты p -ой «блестящей» точки на плоскости изображения; \dot{b}_p – комплексная амплитуда отклика от p -ой «блестящей» точки.

Алгоритм обработки РЛИ

Целью работы является разработка алгоритма обработки комплексного РЛИ, полученного с помощью рассмотренных типов РЛС. В качестве входных данных используется само изображение в цифровой форме.

Результатом обработки является декомпозиция суммарного сигнала, которую можно представить в виде совокупности сигналов, отраженных «блестящими» точками цели с вычисленными координатами и комплексными коэффициентами рассеяния.

Ключевой процедурой обработки является параметрическая идентификация, состоящая из оценки количественного состава центров рассеяния объекта и вычисления их координат. Данная процедура осуществляется в спектральной области изображения.

Дополнительно для корректного применения методов параметрической идентификации необходима предварительная процедура инверсной фильтрации. Она позволяет выделять область пространственного спектра, содержащего компоненты полезного сигнала и компенсировать спадание уровня спектра к краям. Тогда полученные спектральные данные примут классический для спектрального оценивания вид комплексных двумерных гармоник, ограниченных на выделенном интервале пространственных частот и наблюдаемых в присутствии шума.

Рассмотрим подробнее представленный на рис. 2 алгоритм обработки РЛИ.

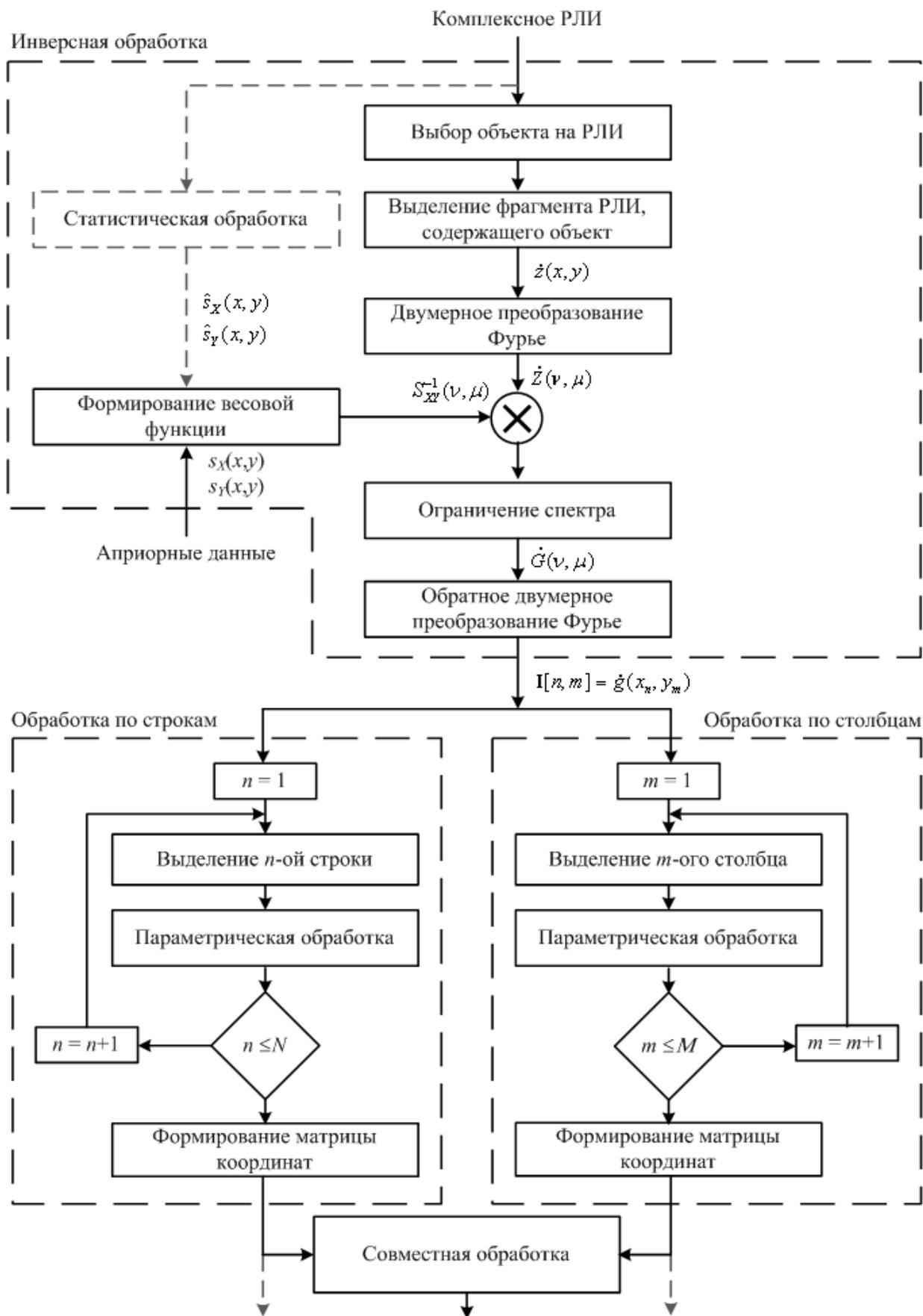


Рис. 2. Схема алгоритма обработки РЛИ.

Как видно из схемы, представленной на рис. 2, процедуру получения точечного портрета цели можно разбить на несколько этапов. Вначале необходимо выбрать на исходном радиолокационном изображении фрагмент, содержащий интересующий объект (цель), и выделить его для упрощения последующей инверсной фильтрации. Обе эти операции на рис. 2 объединены в единый блок инверсной обработки. Следует отметить, что рассмотрение методов автоматического анализа изображений с целью выделения интересующих фрагментов лежит за рамками данной работы. Поэтому будем рассматривать алгоритм обработки в предположении, что эта операция произведена и далее под РЛИ будем понимать часть исходного комплексного РЛИ, содержащую объект исследований. Таким образом РЛИ будет описываться выражением (2).

Рассмотрим подробнее операцию инверсной фильтрации РЛИ. Двумерный портрет цели может быть получен путем обращения свертки:

$$\dot{g}_0(x, y) = \{\dot{z} * r\}^{-1}(x, y) = [\dot{z}(x, y) * s_x(x)]^{-1} \cdot [\dot{z}(x, y) * s_y(y)]^{-1}. \quad (3)$$

Тогда портрет цели на плоскости РЛИ примет вид:

$$\dot{g}_0(x, y) = \sum_{p=1}^P \dot{b}_p \cdot \delta(x - x_p, y - y_p). \quad (4)$$

Функции $s_x(x)$ и $s_y(y)$ могут быть получены из априорных данных. Однако, в реальных условиях они не всегда известны и их необходимо оценивать путем дополнительной статистической обработки исходного РЛИ. Оба этих способа показаны на схеме (рис. 2).

На практике операцию обращения свертки с целью получения портрета цели выполнить трудно. Однако ее можно произвести в спектральной области, где согласно свойствам преобразования Фурье обращения свертки заменяется делением спектров.

$$\dot{G}_0(\nu, \mu) = \frac{\dot{Z}(\nu, \mu)}{\dot{R}(\nu, \mu)}. \quad (5)$$

где $\dot{R}(\nu, \mu)$ – двумерное преобразование Фурье двумерного отклика от точечного отражателя; $\dot{Z}(\nu, \mu)$ – двумерное преобразование Фурье от РЛИ.

Из выражения (5) видно, что присутствие шума в РЛИ при малых значениях $\dot{R}(\nu, \mu)$ в некоторой области пространственных частот ν и μ приводят к существенному увеличению шумовых спектральных компонент, а наличие на некоторых пространственных частотах нулей функции $\dot{R}(\nu, \mu)$ порождает неопределенные значения искомого отношения. Поэтому необходимо дополнительное ограничение спектра $\dot{G}_0(\nu, \mu)$. Такая операция не приведет к значительному ухудшению разрешения РЛИ, т.к. функция $\dot{R}(\nu, \mu)$ достаточно

широкополосная вдоль обеих координат, однако позволит существенно снизить уровень шумов и устранить неопределенность. Таким образом, на выходе блока инверсной обработки получается комплексный дискретный портрет цели $\dot{g}(x, y)$ из отсчетов которого формируется матрица $\mathbf{I}[n, m]$.

Следующий этап заключается в обработке сформированной матрицы \mathbf{I} параллельно по каждой координате. Каждая n -ая строка и каждый m -ый столбец подаются на блок параметрической обработки, на выходе которого формируется массив параметров «блестящих» точек объекта в этом сечении. Полученные данные обрабатываются в двух устройствах формирования матрицы координат, которые преобразуют координаты в каждом сечении в систему координат изображения. Таким образом, в результате обработки формируется два массива координат «блестящих» точек исследуемого объекта, которые могут использоваться либо отдельно друг от друга, либо объединяются в устройстве совместной обработки для повышения точности и устранения неоднозначности, которая возникает в силу дискретности координатной сетки.

Рассмотрим более подробно блок параметрической обработки. Схема алгоритма его функционирования представлена на рис. 3. Положим для определенности, что на вход поступает вектор $I[m]$, являющийся m -ым столбцом матрицы \mathbf{I} и состоящий из N элементов. Исходными данными для параметрической обработки является преобразование Фурье от $I[m]$, поэтому в первую очередь необходимо перейти в спектральную область.



Рис. 3. Схема алгоритма параметрической обработки.

Конечной целью параметрической обработки является определение координат и параметров точечных центров рассеяние, расположенных в этом сечении. Для точного

определения параметров точечных центров рассеяния необходимо применять параметрические методы спектрального оценивания, например, MUSIC, EV, Matrix Pencil и т.д. [3]. Их использование подразумевает наличие некоторой математической модели сигнала. Задача оценивания сводится к определению таких параметров модели, при которых она близка к реально наблюдаемому сигналу. Однако для применения этих методов необходимо не только задаться адекватной математической моделью сигнала, но и определить порядок этой модели.

Модель входного сигнала описывается следующим выражением:

$$\dot{v}^{(P)}[n] = \sum_{p=1}^P \dot{b}_p \cdot \dot{q}_p^n, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

где \dot{b}_p – комплексная амплитуда сигнала, отраженного p -ым рассеивателем;

\dot{q}_p – обобщенная запись комплексной экспоненты, ($|\dot{q}_p| = 1$).

Тогда, принимаемая реализация сигнала может быть записана в виде:

$$\dot{i}[n] = \dot{v}^{(P)}[n] + \dot{w}[n], \quad (7)$$

где $\dot{w}[n]$ – комплексный гауссовский шум с дисперсией σ^2 .

Задавшись моделью сигнала, рассмотрим методы определения ее порядка. В настоящее время существует большое количество методов определения порядка модели. Часть из них основана на информационных критериях, таких как информационный критерий Акаике, критерий Шварца (минимальной длины описания), Байесовский информационный критерий и т.д. В общем виде информационный критерий можно записать следующим образом [4]:

$$IC(p) = -2 \ln L_p(\mathbf{D}, \hat{\Theta}) + f_r(p, N) \cdot k, \quad (8)$$

где $L_p(\mathbf{D}, \hat{\Theta})$ – максимум функции правдоподобия по вектору оцениваемых параметров $\hat{\Theta}$, \mathbf{D} – матрица данных, формируемая из входных отсчетов, $f_r(p, N)$ – функция риска, p – текущее значение порядка модели, k – число независимых оцениваемых параметров.

Также в ряде случаев для определения порядка модели используется разложение матрицы данных по собственным или сингулярным числам в предположении, что эти числа можно разделить на сигнальные и шумовые. Таким образом, количество сигнальных собственных (сингулярных) чисел определяет порядок модели.

Существует большое количество способов формирования матрицы данных из отсчетов входной реализации, часть из них рассмотрена в [3]. Однако исследования показали, что для рассматриваемой задачи наиболее оптимальным является ковариационный

метод формирования. Он позволяет из N отсчетов реализации сигнала сформировать матрицу данных с размерностью $N \times K$, где $K \leq N/2$.

Теперь остановимся более подробно на информационных критериях определения порядка модели. Рассмотрим информационный критерий Акаике (AIC) [5,6] и критерий минимальной длины описания (MDL) [6]. Для этих критериев выражение (8) принимает вид:

$$\begin{aligned} \text{AIC}(p) &= -2 \ln(L_p(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) + 2 \cdot k, \\ \text{MDL}(p) &= -2 \ln(L_p(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) + \ln(N) \cdot k \end{aligned} \quad (9)$$

В зависимости от вектора Θ можно определить параметрический и непараметрический подход к определению порядка модели:

Если $\Theta^{(p)} = (\dot{b}_1, \dots, \dot{b}_p, \arg(\dot{b}_1), \dots, \arg(\dot{b}_p), \arg(\dot{q}_1), \dots, \arg(\dot{q}_p), \sigma^2)^T$, то $\text{AIC}(p)$ и $\text{MDL}(p)$ зависят также от выбранной модели; так как для каждого значения p необходимо определять \dot{b}_i и \dot{q}_i $i = 1:p$, используя выбранный параметрический метод спектрального оценивания.

Если же исходить из предположения, что собственные числа корреляционной матрицы \mathbf{R} наблюдений можно разделить на сигнальные и шумовые, то $\Theta^{(p)} = (\lambda_1, \dots, \lambda_p, \sigma^2, Q_1^T, \dots, Q_p^T)^T$, где Q_p и λ_p – p -ый собственный вектор и p -ое собственное число матрицы \mathbf{R} . В этом случае необходимо по имеющейся реализации получить оценку корреляционной матрицы и произвести ее разложение по собственным числам. Рассмотрим оба подхода более подробно.

Параметрический критерий применяется непосредственно к комплексной огибающей принимаемой реализации сигнала $\dot{i}[n]$ на основе выбранной модели $\dot{v}[n]$. В случае комплексного сигнала функцию правдоподобия можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} L(\mathbf{u}, \Theta^{(p)}) &= \frac{1}{(2\pi)^N (\sigma^2)^N} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \sum_n (\dot{i}[n] - \dot{v}^{(p)}[n])^2\right), \\ \ln(L(\mathbf{u}, \Theta^{(p)})) &= -N \ln(2\pi) - N \ln(\sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \sum_n (\dot{i}[n] - \dot{v}^{(p)}[n])^2. \end{aligned} \quad (10)$$

В случае получения оценок параметров, близких к максимально правдоподобным оценкам можно записать:

$$-2 \ln(L(\mathbf{u}, \hat{\Theta})) = 2N \ln(2\pi) + 2N \ln(\hat{\sigma}^2) + 2N \cdot \frac{\hat{\sigma}^2}{\hat{\sigma}^2} = \text{const} + 2N \ln(\hat{\sigma}^2). \quad (11)$$

Число независимых оцениваемых параметров $k = 3p + 1$.

Таким образом, параметрические критерии определения порядка модели на основе информационных критериев AIC и MDL имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}\hat{P}_{\text{AIC}} &= \arg[\min(2N \ln(\hat{\sigma}_p^2) + 2(3p + 1))], \\ \hat{P}_{\text{MDL}} &= \arg[\min(2N \ln(\hat{\sigma}_p^2) + \ln(N)(3p + 1))].\end{aligned}\quad (12)$$

Непараметрический критерий основывается на разложении корреляционной матрицы \mathbf{R} по собственным векторам. Ее собственные числа можно разделить на сигнальные и шумовые, при этом будет выполняться условие:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_p \geq \lambda_{p+1} = \lambda_{p+2} = \dots = \lambda_L = \sigma^2. \quad (13)$$

Тогда функцию правдоподобия для случая комплексного сигнала можно записать в виде произведения N функций правдоподобия n -ого вектора матрицы данных $\mathbf{D}(n, 1:K)$, $n = 1:N$:

$$\begin{aligned}L(x, \Theta^{(p)}) &= \prod_{n=1}^N \frac{1}{(2\pi)^N \det(\mathbf{R}^{(p)})} \exp\left(-\mathbf{X}(n, 1:K)^+ [\mathbf{R}^{(p)}]^{-1} \mathbf{X}(n, 1:K)\right), \\ \ln(L(x, \Theta^{(p)})) &= -N \ln(\det(\mathbf{R}^{(p)})) - \text{tr}([\mathbf{R}^{(p)}]^{-1} \hat{\mathbf{R}}),\end{aligned}\quad (14)$$

где $\text{tr}()$ – след матрицы, $\hat{\mathbf{R}}$ – оценка корреляционной матрицы по матрице данных \mathbf{X} . В случае $p = P$ $\mathbf{R}^{(p)} = \hat{\mathbf{R}}$, тогда $\text{tr}([\mathbf{R}^{(p)}]^{-1} \hat{\mathbf{R}}) = K$. Распишем определитель матрицы $\mathbf{R}^{(p)}$ как произведение ее собственных чисел и учтем, что оценки максимального правдоподобия для оцениваемых параметров определяются следующим образом [6]:

$$\hat{\lambda}_i = l_i, i = 1:p; \quad \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{K-p} \sum_{i=p+1}^K l_i; \quad \hat{Q}_i = C_i, i = 1:K, \quad (15)$$

где l_i и C_i – собственные числа и собственные вектора матрицы $\hat{\mathbf{R}}$. Получим:

$$\begin{aligned}\ln(L(\hat{\Theta})) &= N \ln \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{K-p} \sum_{i=p+1}^K l_i\right)^{K-p} \prod_{i=1}^p l_i} \right) = N \ln \left(\frac{\prod_{i=p+1}^K l_i}{\left(\frac{1}{K-p} \sum_{i=p+1}^K l_i\right)^{L-p} \det(\hat{\mathbf{R}})} \right) \Rightarrow \\ \Rightarrow \max(\ln(L(\hat{\Theta}))) &= N \ln \left(\frac{\prod_{i=p+1}^K l_i}{\left(\frac{1}{K-p} \sum_{i=p+1}^K l_i\right)^{K-p}} \right) = N(K-p) \ln \frac{G(l_{p+1}, \dots, l_K)}{A(l_{p+1}, \dots, l_K)}.\end{aligned}\quad (16)$$

где $G()$, $A()$ – среднее геометрическое и среднее арифметическое соответственно.

Число независимых оцениваемых параметров согласно [6] $k = p(2K - p) + 1$.

Непараметрические критерии определения порядка модели на основе информационных критериев AIC и MDL можно получить, подставив k и выражение (16) в (8):

$$\begin{aligned}\hat{P}_{\text{AIC}} &= \arg[\min(-2N(K-p) \ln \frac{G(l_{p+1}, \dots, l_K)}{A(l_{p+1}, \dots, l_K)} + 2(p(2K-p)+1))], \\ \hat{P}_{\text{MDL}} &= \arg[\min(-2N(K-p) \ln \frac{G(l_{p+1}, \dots, l_K)}{A(l_{p+1}, \dots, l_K)} + \ln(N)(p(2K-p)+1))].\end{aligned}\tag{17}$$

Также для примера рассмотрим один из неинформационных критериев. Как видно из условия (13), порядок модели можно определить непосредственно по собственным числам корреляционной матрицы \mathbf{R} . Необходимо просто определить количество больших собственных чисел которое и будет соответствовать порядку модели. Обычно, в качестве критерия используют максимум отношения предыдущего сингулярного числа к последующему [7]. Однако, условие (13) справедливо только для случая аддитивного белого гауссовского шума, что не всегда соответствует действительности. Также в реальных условиях мы обладаем только оценкой корреляционной матрицы. Все это приводит к тому, что граница между сигнальными собственными числами и шумовыми размывается, что значительно снижает вероятность правильной оценки порядка модели.

Произведем строгое статистическое сравнение исследуемых методов определения порядка модели. Для этого рассчитаем вероятность правильного определения порядка модели при различных условиях для каждого критерия и построим ее зависимость от отношения сигнал/шум SNR . На рис. 4 представлена зависимость вероятности правильного определения порядка модели от отношения сигнал/шум при следующих значениях параметров: $P = 4$; $N = 100$. Расстояние между соседними спектральными составляющими составляет один элемент разрешения по Релею. Определение вероятности в каждой точке осуществлялось по 1000 реализаций сигнала $i[n]$. Значение SNR изменяется от -7 дБ до 7 дБ с шагом $0,05$ дБ.

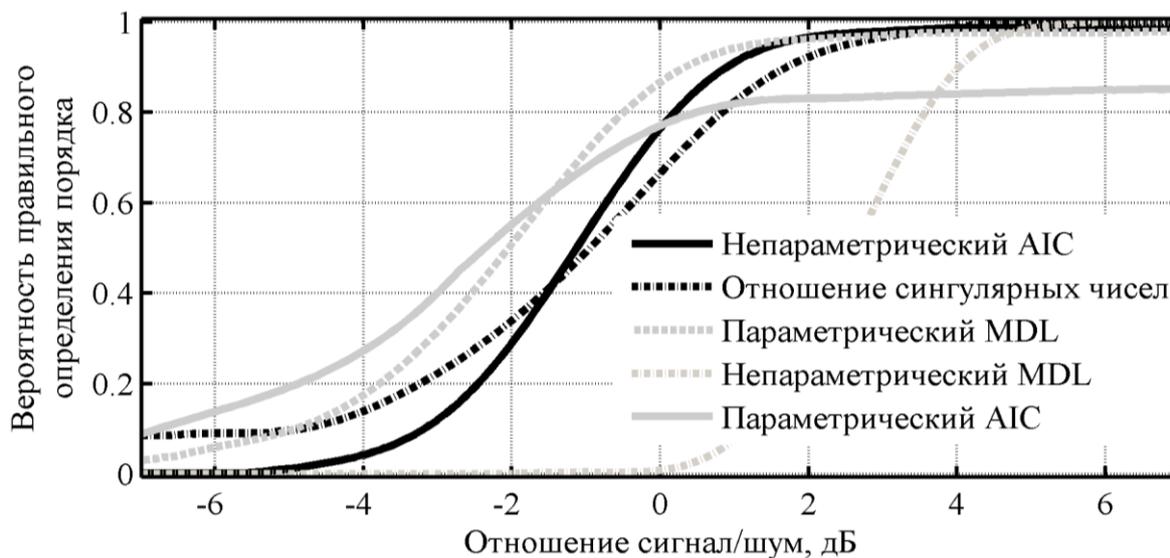


Рис. 4. Зависимость вероятности правильного определения порядка модели от отношения сигнал/шум.

Исходя из вероятностных характеристик, приведенных на рис. 4 можно сделать следующие выводы:

- вероятность правильного определения порядка модели с использованием параметрического критерия Акаике не превышает 0,85 из-за высокого риска переоценки, тогда как остальные критерии обеспечивают более высокую вероятность;
- непараметрический критерий Акаике и параметрический критерий минимальной длины описания обеспечивают более высокую вероятность правильного определения порядка модели при малых значениях отношения сигнал/шум;
- при малом шуме наиболее вероятно правильное определение порядка модели с использованием непараметрического критерия минимальной длины описания и отношения собственных чисел матрицы данных.

Также следует отметить, что параметрические информационные критерии требуют больших вычислительных затрат. Поэтому в алгоритме параметрической обработки предлагается использовать непараметрический критерий Акаике.

На заключительном этапе параметрической обработки как видно из схемы на рис. 3 производится оценивание параметров точечных центров рассеяния объекта в обрабатываемом сечении матрицы \mathbf{I} . Эта процедура осуществляется одним из методов параметрического спектрального оценивания, например, EV, Matrix Pencil, Прони и т.д. [3]. В общем случае можно использовать любой из этих методов, однако, в ходе исследований

[8] было показано, что наилучший результат и хорошее быстроедействие обеспечивает метод матричных пучков (Matrix Pencil). Рассмотрим его более подробно.

Из последовательности комплексных отсчетов $\dot{i}[n]$ формируется вектор-столбец следующего вида:

$$\mathbf{u} = (\dot{i}[0] \ \dot{i}[1] \ \dots \ \dot{i}[N-1])^T. \quad (18)$$

Из элементов данного вектора составляется матрица Ханкеля, в нашем случае она совпадает с матрицей данных \mathbf{D} сформированной при выполнении операции определения порядка модели.

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_0 & \mathbf{u}_1 & \dots & \mathbf{u}_K \\ \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_{K+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{u}_{N-K-1} & \mathbf{u}_{N-K} & \dots & \mathbf{u}_{N-1} \end{pmatrix}, \quad K \leq \frac{N}{2}. \quad (19)$$

Путем последовательного исключения из матрицы \mathbf{D} первого и последнего столбцов получаются две вспомогательные матрицы:

$$\mathbf{D}_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_K \\ \mathbf{u}_2 & \mathbf{u}_3 & \dots & \mathbf{u}_{K+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{u}_{N-K} & \mathbf{u}_{N-K+1} & \dots & \mathbf{u}_{N-1} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_0 & \mathbf{u}_1 & \dots & \mathbf{u}_{K-1} \\ \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{u}_{N-K-1} & \mathbf{u}_{N-K} & \dots & \mathbf{u}_{N-2} \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Для матриц \mathbf{D}_1 и \mathbf{D}_2 можно записать матричные выражения следующего вида:

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{Q}_R, \quad (21)$$

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{Q}_R, \quad (22)$$

где

$$\mathbf{Q}_L = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \dot{q}_1 & \dot{q}_2 & \dots & \dot{q}_P \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{q}_1^{N-K+1} & \dot{q}_2^{N-K+1} & \dots & \dot{q}_P^{N-K+1} \end{pmatrix} \quad (23)$$

– матрица, имеющая вид транспонированной матрицы Вандермонда, элементы столбцов которой составляют геометрическую прогрессию;

$$\mathbf{Q}_L = \begin{pmatrix} 1 & \dot{q}_1 & \dots & \dot{q}_1^{K-1} \\ 1 & \dot{q}_2 & \dots & \dot{q}_2^{K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dot{q}_P & \dots & \dot{q}_P^{K-1} \end{pmatrix} \quad (24)$$

– матрица, имеющая вид матрицы Вандермонда;

$$\begin{aligned}\mathbf{Q} &= \text{diag}(\dot{q}_1 \ \dot{q}_2 \ \dots \ \dot{q}_P), \\ \mathbf{B} &= \text{diag}(\dot{b}_1 \ \dot{b}_2 \ \dots \ \dot{b}_P)\end{aligned}\quad (25)$$

– диагональные матрицы, ненулевые элементы которых \dot{b}_p и \dot{q}_p соответственно являются параметрами модели (6).

Тогда выражение для матричного пучка можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{M} = \mathbf{D}_2 - \lambda \cdot \mathbf{D}_1 = \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{B} \cdot (\mathbf{Q} - \lambda \cdot \mathbf{U}) \cdot \mathbf{Q}_R, \quad (26)$$

где \mathbf{U} – единичная матрица.

В [9] показано, что ранг матрицы \mathbf{M} будет равен P , в случае когда $P \leq L$. Однако если $\lambda = \dot{q}_p$, $p = 1, 2, \dots, P$, то p -ая строка матрицы $(\mathbf{Q} - \lambda \cdot \mathbf{U})$ равна нулю, и, следовательно, ранг такой матрицы будет равен $P - 1$. Отсюда параметры \dot{q}_p комплексных экспонент могут быть найдены в виде обобщенных собственных чисел пары матриц \mathbf{D}_1 и \mathbf{D}_2 . Эквивалентно задача определения параметров \dot{q}_p представляет собой задачу определения собственных чисел матрицы:

$$\mathbf{D}_1^+ \cdot \mathbf{M} = \mathbf{D}_1^+ \cdot \mathbf{D}_2 - \lambda \cdot \mathbf{U}, \quad (27)$$

где \mathbf{D}_1^+ – псевдообратная матрица Мура-Пенроуза, соответствующая матрице \mathbf{D}_1 .

Псевдообратная матрица \mathbf{D}_1^+ получается следующим образом:

$$\mathbf{D}_1^+ = (\mathbf{D}_1^* \cdot \mathbf{D}_1)^{-1} \cdot \mathbf{D}_1^*, \quad (28)$$

где \mathbf{D}_1^* – эрмитово сопряженная матрица, соответствующая матрице \mathbf{D}_1 .

Определяя собственные числа матрицы $\mathbf{D}_1^+ \cdot \mathbf{M}$, получаем параметры \dot{q}_p модели (6).

Параметры \dot{b}_p определяются путем решения системы линейных алгебраических уравнений вида (29) методом наименьших квадратов:

$$\sum_{p=1}^P \dot{b}_p \dot{q}_p^n = u[n], \quad \text{для } n = 0 : N - 1. \quad (29)$$

Таким образом, основными операциями, выполняемыми в блоке параметрической обработки являются оценка порядка модели (6) \hat{P} и определение ее параметров \dot{b}_p и \dot{q}_p , $p = 1 : \hat{P}$, которые определяют координаты центров рассеяния, расположенных в обрабатываемом сечении.

Результаты моделирования

Рассмотрим применение разработанного алгоритма к точечной модели ISAR изображения самолета МиГ – 25 (см. рис. 5), которая была получена с использованием данных из свободного источника в интернете [10]. Эти данные используются в литературе [1, 11–13] для сравнения различных методов обработки изображения. Моделирование производилось по 150 «блестящим» точкам при следующих параметрах зондирующего сигнала: несущая частота $f_0 = 9$ ГГц; период повторения зондирующих импульсов $T = 66,7$ мкс; ширина спектра сигнала $\Delta F = 512$ МГц; количество отсчетов по дальности $M = 64$. Самолет наблюдается в течение интервала времени $\Delta T = 2$ с при совершении им равномерного разворота.

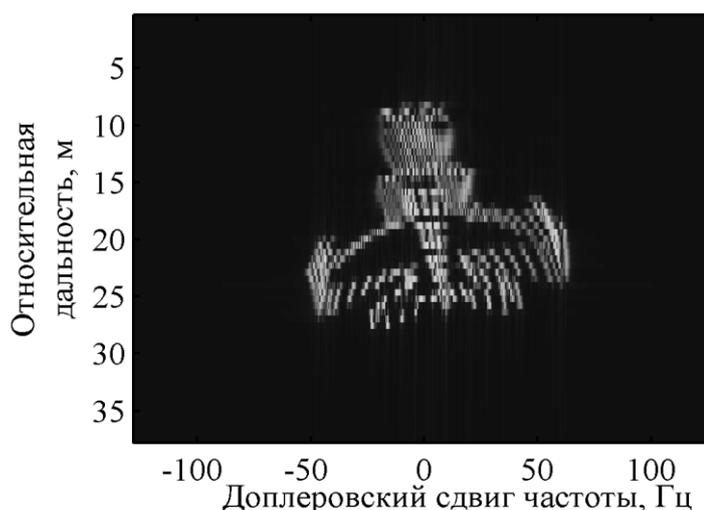


Рис. 5. РЛИ модели самолета МиГ-25.

Каждое сечение РЛИ по дальности является доплеровским спектром, а следовательно функция $s_x(x)$ определяется частотной характеристикой быстрого преобразования Фурье, которая является достаточно узкополосной функцией вида $\text{sinc}(f)$ с одним отсчетом в главном лепестке. Это позволяет упростить обработку путем исключения из алгоритма процедур инверсной фильтрации и ограничения спектра и последующей обработкой только по строкам матрицы \mathbf{I} .

Как видно из рис. 5 в течение времени наблюдения $\Delta T = 2$ с цель плавно изменяет направление своего движения, что приводит к размыванию доплеровского спектра. Поэтому, для решения поставленной задачи необходимо уменьшить время наблюдения, что приведет к снижению разрешающей способности по доплеровскому смещению частоты.

На рис. 6 представлено РЛИ модели самолета МиГ-25 (а) и результат его обработки разработанным алгоритмом с использованием непараметрического критерия Акаике (крестики) и параметрического критерия MDL (кружочки) (б) для определения порядка модели.

Результаты, представленные на рис. 6 получены при отношении сигнал/шум $SNR = 7$ дБ и времени наблюдения $\Delta T = 0,5$ с.

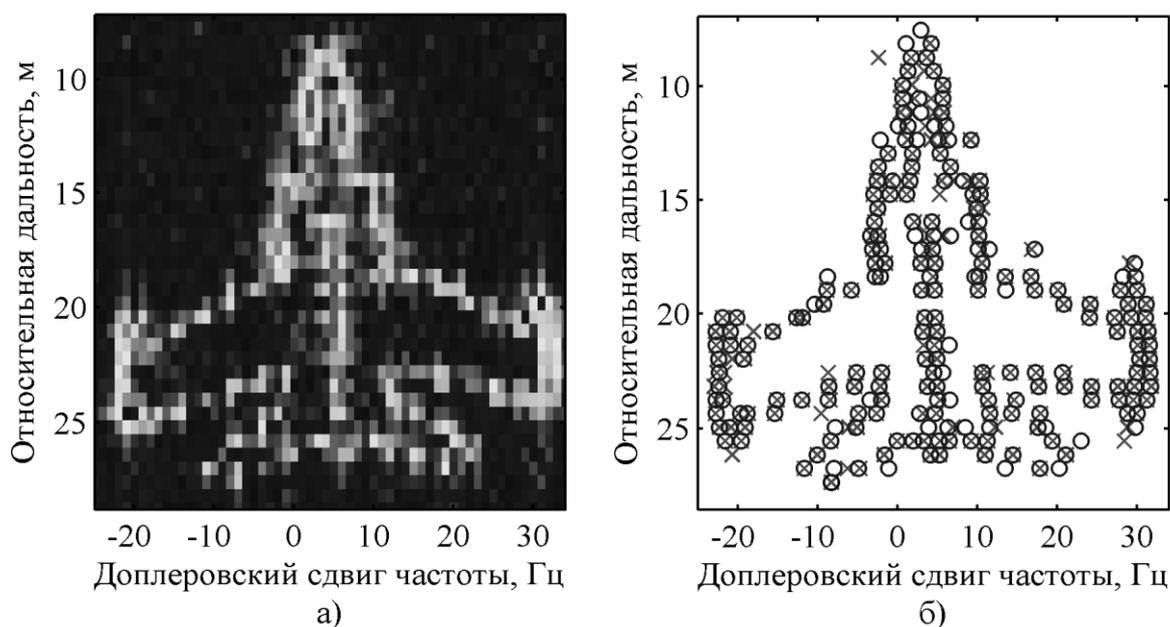


Рис. 6. РЛИ модели самолета МиГ-25 (а) и расположение его «блестящих» точек, полученное в результате обработки (б).

Разрешающая способность РЛИ по дальности не изменилась при сокращении времени наблюдения ($\Delta_r \approx 0,6$ м); а разрешение по доплеровскому смещению частоты ухудшилось:

$$\Delta_{f_d} = \frac{1}{\Delta T} = 2 \text{ Гц.}$$

Анализ результата позволяет сделать вывод о том, что полученная декомпозиция «блестящих» точек модели самолета МиГ-25 соответствует контуру объекта и практически не зависит от метода определения порядка. Суммарный порядок модели, определенный с использованием непараметрического критерия Акаике равен 132, а общее количество «блестящих» точек, определенное с использованием параметрического критерия MDL – 167. Это еще раз подтверждает тот факт, что критерий Акаике ошибается в сторону недооценки порядка, а критерий MDL – в сторону переоценки.

Заключение

В работе описана обобщенная модель комплексного радиолокационного изображения, в соответствии с которой РЛИ сложной сосредоточенной цели в широкополосной радиолокации рассматривается как суперпозиция откликов от ее «блестящих» точек. В соответствии с этой моделью был разработан алгоритм получения точечного портрета объекта по его РЛИ.

В работе подробно описаны основные методы, положенные в основу ключевых процедур обработки, среди которых выделены: инверсная фильтрация, оценка порядка модели и метод параметрического спектрального оценивания. На основании статистического моделирования был произведен сравнительный анализ методов определения порядка модели и выбран один для применения в алгоритме обработки РЛИ.

В работе также показан результат применения разработанного алгоритма к модели РЛИ маневрирующей цели, самолета МиГ-25. Он показывает, что предлагаемая обработка позволяет существенно повысить разрешающую способность радиолокационного портрета цели и увеличивает информативность радиолокационных данных для последующего решения задачи распознавания.

Все обобщения в работе делаются на основании рассмотрения двух типов РЛС. Однако, разработанный алгоритм может применяться и для обработки РЛИ других систем, позволяющих получать изображение с высоким разрешением в комплексной форме.

Следующим этапом исследований в этом направлении является разработка алгоритма распознавания целей по полученным точечным портретам.

Библиографический список

1. Victor C. Chen, Hao Ling, Time-Frequency transforms for radar imaging and signal analysis, Artech House, 2002.
2. August W. Rihaczek, Stephen J. Hershkowitz, Theory and practice of radar target identification, Artech House, 2000.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2007.
4. P. Stoica, Y. Selen, “Model-order selection: a review of information criterion rules”, Signal Processing Magazine, vol. 21, No. 4, pp. 36-47, July 2004.
5. H. Akaike, “A new look at the statistical model identification”, IEEE Trans. Automat. Contrl., vol. AC-19, pp. 716-723, Dec. 1974.

6. M. Wax and T. Kailath, "Detection of signals by information theoretic criteria", IEEE Trans., Acoust. Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp 387-392, Apr. 1985.

7. A.P. Liavas, P.A. Regalia, "On the behavior of information theoretic criteria for model order selection", IEEE Trans., Acoust. Speech, Signal Processing, vol. 49, No. 8, pp 1689 - 1695, Aug. 2001.

8. Коновалюк М.А., Кузнецов Ю.В., Баев А.Б., «Идентификация параметров многоточечной цели по комплексному радиолокационному изображению в широкополосной радиолокации», 3-я международная конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации» (ARMIMP-2009), РНТОРЭС им. А.С. Попова, г. Суздаль, 22-24 сентября 2009 г., с. 48 - 52.

9. Tapan K. Sarkar and Odilon Pereira, "Using the Matrix Pencil Method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 37, No. 1, pp. 48 - 55, February 1995.

10. V. C. Chen, 1999. [Online]. Available: <http://airborne.nrl.navy.mil/~vchen/tftsa.html>

11. J.M. Munoz-Ferreras, F. Perez-Martinez, "On the Doppler Spreading Effect for the Range-Instantaneous-Doppler Technique in Inverse Synthetic Aperture Radar Imagery", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol. 7, No. 1, pp. 180 - 184, Jan. 2010.

12. V.C. Chen, "Joint time-frequency analysis for radar signal and imaging", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol. 7, No. 1, pp. 5166 - 5169, July 2007.

13. A.W. Rihaczek, S.J. Hershkowitz, "Identification of large aircraft", IEEE Trans., Aerospace and Electronic Systems, Vol. 37, No. 2, pp. 706 - 710, Apr. 2001.

Сведения об авторе

Горбунова Анастасия Александровна, студент Московского авиационного института (государственного технического университета),

Тел: (906)-711-90-13, (499)-158-40-47

E-mail: gorbunova@mai-trt.ru