

УДК 621.396.69

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОЛНОПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ДАЛЬНОСТНО-УГЛОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОРТРЕТОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ В РЛС С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ

С. В. Якубовский¹, А. В. Алферьев², Д. В. Фролов³

¹ НИИЦ ЦНИИ ВВКО МО РФ, 129345, Москва, Осташковская ул., 12а

² Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны МО РФ,
150001, Ярославль, Московский проспект, 28

³ Военно-космическая Краснознаменная академия имени А.Ф. Можайского МО РФ,
197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13

Статья поступила в редакцию 5 сентября 2019 г.

Аннотация. Рассмотрен подход к получению поляризационных векторов рассеяния для широкополосных сигналов при полнополяризационном зондировании пространства в режиме инверсного синтеза апертуры. Выполнено моделирование сигнала, отраженного от движущихся объектов при полнополяризационном зондировании в режиме инверсного синтеза апертуры. На основе моделирования получены полнополяризационный угломерно-дальностный портрет движущегося объекта с высокой разрешающей способностью по угловой координате при инверсном синтезировании апертуры.

Ключевые слова: полнополяризационное радиолокационное зондирование пространства, дальностно-угловой портрет сложных целей, инверсный синтез апертуры.

Abstract. An approach for obtaining polarization scattering vectors for wideband signals is considered for full-polarization sounding of space in the mode of inverse synthesis of aperture. The simulation of the signal reflected from moving objects during full-polarization sounding in the mode of inverse synthesis of the aperture is performed. Based on the simulation, a full-polarized angular-range portrait of a moving object with a high resolution in angular coordinate was obtained for inverse synthesis of the aperture.

Keywords: full-polarization radar sounding of space, long-range angle portrait of complex targets, inverse aperture synthesis.

Введение

В настоящее время значительные усилия направлены на развитие радиолокационных систем, разработку эффективных методов обнаружения, распознавания и селекции воздушных и космических объектов [2-7].

Одним из перспективных направлений повышения информативности РЛС является повышение разрешающей способности по угловым координатам с одновременным увеличением размерности регистрируемых данных. Это достигается применением метода полного поляризационного зондирования пространства [6] в сочетании с инверсным синтезом апертуры при локации быстро движущихся целей [3].

Такой подход позволяет проводить оценку поляризационных векторов рассеяния (ПВР) разрешаемых элементов цели, а также учитывать при обработке априорную информацию о рассеивающих свойствах лоцируемых объектов.

Математическое моделирование характеристик рассеяния цели может быть основано на использовании ее полигональной модели, которая представляет поверхность объекта в виде совокупности простейших геометрических примитивов (плоский треугольный элемент и острая кромка) [2,4,5,8].

Современные системы автоматизированного проектирования позволяют синтезировать геометрические модели сложных объектов по чертежам и конвертировать их в удобный для последующей обработки текстовый формат представления данных.

Расчет вторичного дифракционного электромагнитного поля в точке расположения приема – передающей РЛС возможен на основе метода эквивалентных токов – элементарных краевых волн физической теории дифракции [1-9], позволяющего получать характеристики рассеянного поля для каждого facets (ребра) в зависимости от его пространственной ориентации

относительно поляризационных ортов РЛС при излучении монохроматического электромагнитного колебания.

В связи с тем, что существующие способы получения реализаций отраженных сигналов от сложных целей при инверсном синтезе апертуры не учитывают особенности полнополяризационного зондирования пространства в импульсном режиме, становится актуальной разработка методики, объединяющего в себе эти возможности.

Общая схема методики расчета полнополяризационных дальностно-угловых радиолокационных портретов движущихся объектов в полнополяризационных рлс с инверсным синтезом апертуры

Для расчета полнополяризационных характеристик вторичного дифракционного поля, получаемого в ближней зоне приемо-передающей РЛС при отражении электромагнитных волн от сложного объекта, представленного в виде фацетной модели, необходимо ввести следующие системы координат [2,4,5]:

- 1) Глобальная система координат РЛС (рис. 1а).
- 2) Локальная система координат сцены для фацетов (рис. 1б).
- 3) Локальная система координат сцены для ребер (рис. 1в).
- 4) Локальная система координат фацета (рис. 1г).
- 5) Локальная система координат ребра (рис. 1д).

В глобальной системе координат (рис. 1а) выбирается:

- траектория движения центра масс объекта (M);
- точка расположения РЛС (O);
- ориентация поляризационных ортов РЛС (e_1^0, e_2^0).

Локальная система координат сцены для фацетов (рис. 1б) выбирается с началом в центре масс сложного объекта (O). Относительно нее происходит формирование внутреннего массива данных координат вершин фацетов (P_1, P_2, P_3), центральных точек каждого элементарного треугольника (M) и направлений ортов нормалей к ним (\vec{N}).

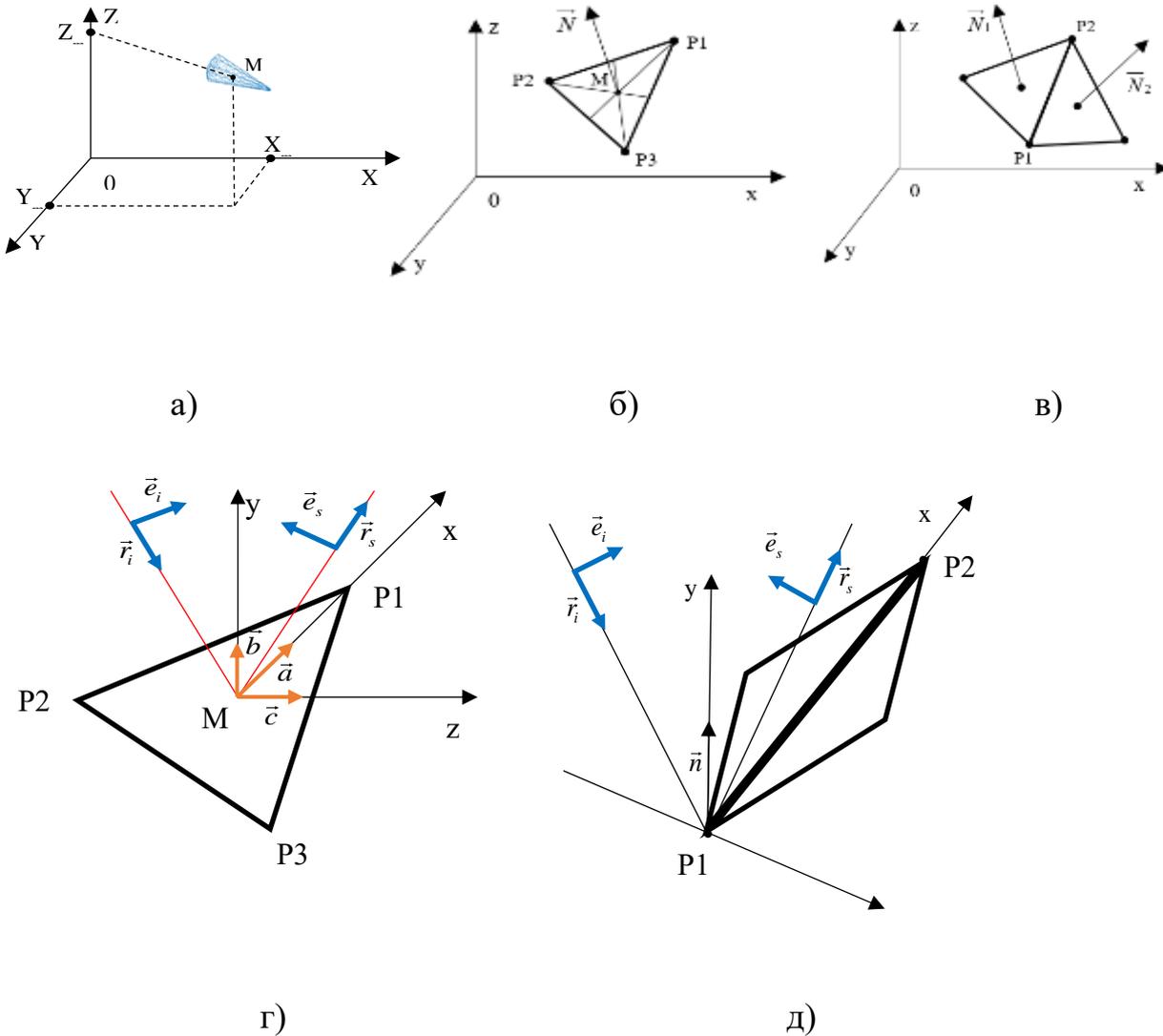


Рис. 1. Системы координат.

Для ребер в локальной системе координат сцены (рис. 1в) происходит формирование массивов данных и выборка координат точек, образующих «реальные» ребра (P_1, P_2) . Следует отметить, что существует два типа ребер: мнимые и реальные. Мнимые образуются на стыке факетов в результате наложения факетной сетки на сложную фигуру, однако угол между нормальными образующих их факетов (\vec{N}_1, \vec{N}_2) равен нулю. Такие ребра не вносят вклад в результирующее дифракционное поле и из рассмотрения исключаются.

Началом локальной система координат факета (рис. 1г) служит центральная точка рассматриваемого треугольника $M(X_m, Y_m, Z_m)$, которая определяется следующим образом:

$$X_m = \left(\sum_{i=1}^3 x_i \right) / 3, \quad Y_m = \left(\sum_{i=1}^3 y_i \right) / 3, \quad Z_m = \left(\sum_{i=1}^3 z_i \right) / 3, \quad (1)$$

где x_i, y_i, z_i - координаты i -й вершины facetsа.

Ось x проводится из центральной точки в первую вершину и определяется единичным вектором:

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} \frac{(x_1 - X_m)}{\sqrt{(x_1 - X_m)^2 + (y_1 - Y_m)^2 + (z_1 - Z_m)^2}} \\ \frac{(y_1 - Y_m)}{\sqrt{(x_1 - X_m)^2 + (y_1 - Y_m)^2 + (z_1 - Z_m)^2}} \\ \frac{(z_1 - Z_m)}{\sqrt{(x_1 - X_m)^2 + (y_1 - Y_m)^2 + (z_1 - Z_m)^2}} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Направление оси y совпадает с направлением нормали к поверхности facetsа и определяется единичным вектором \vec{b} . Направляющий орт оси z определяется векторным произведением единичных векторов $\vec{c} = [\vec{a} \times \vec{b}]$. Таким образом формируется ортонормированный базис с векторами:

$$\vec{a} = \{X_a, Y_a, Z_a\}, \quad \vec{b} = \{X_b, Y_b, Z_b\}, \quad \vec{c} = \{X_c, Y_c, Z_c\}. \quad (3)$$

Пересчет координат вершин facetsа из локальной системы координат сцены в локальную систему координат facetsа производится путем перемножения матриц:

$$(x'_i, y'_i, z'_i) = \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_a & Y_a & Z_a \\ X_b & Y_b & Z_b \\ X_c & Y_c & Z_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Началом локальной система координат ребра (рис. 1д) служит одна из двух вершин его образующих. Ось Z совпадает с ребром. Ось Y совпадает с нормалью к одному из образующих ребро видимых facetsов. Орт оси X определяется векторным произведением ортов $\vec{x} = [\vec{z} \times \vec{n}]$.

В общем виде методику расчета полнополяризационного дальностно-углового радиолокационного портрета сложного объекта локации в широкополосных РЛС с инверсным синтезом апертуры, можно представить в виде схемы, представленной на рисунке 2.

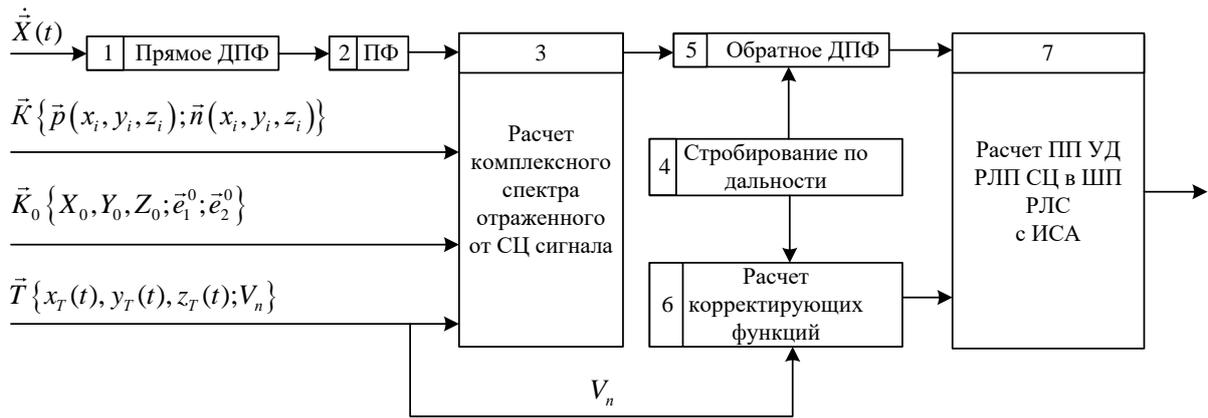


Рис. 2. Общая схема методики расчета полнополяризационного дальностно-углового радиолокационного портрета сложного объекта локации в широкополосных РЛС с инверсным синтезом апертуры.

Исходными данными для методики являются:

- 1) $\vec{K} \{ \vec{p}(x_i, y_i, z_i); \vec{n}(x_i, y_i, z_i) \}$ - массив координат facets геометрической модели объекта локации и координат нормалей к ним в локальной системе координат сцены. Данный массив формируется в среде программирования MATLAB путем чтения текстового файла с расширением «*.STL», экспортируемого системой автоматизированного проектирования 3DSMAX;
- 2) $\dot{X}(t)$ - временная реализация зондирующего сигнала;
- 3) $\vec{K}_0 \{ X_0, Y_0, Z_0; \vec{e}_1^0, \vec{e}_2^0 \}$ - координаты точки стояния и поляризационных ортов приемо-передающей РЛС в глобальной системе координат;
- 4) $\vec{T} \{ x_T(t), y_T(t), z_T(t); V_n \}$ - массив данных с координатами точек траектории полета сложного объекта относительно приемо-передающей РЛС, а также значение путевой скорости движения объекта по траектории в глобальной системе координат.

Выходными данными являются поляризационные вектора рассеяния:

$$\dot{S}(D_n, \theta_n) = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11}(D_1, \theta_1) \dots \dot{s}_{11}(D_n, \theta_n) \\ \dot{s}_{12}(D_1, \theta_1) \dots \dot{s}_{12}(D_n, \theta_n) \\ \dot{s}_{21}(D_1, \theta_1) \dots \dot{s}_{21}(D_n, \theta_n) \\ \dot{s}_{22}(D_1, \theta_1) \dots \dot{s}_{22}(D_n, \theta_n) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

как функции дальности и угловой координаты.

Использование комплексного спектра исходного сигнала для расчета поляризационных векторов рассеяния сложного объекта позволяет расширить возможности предлагаемого метода на зондирующие сигналы со спектром, состоящим из конечного числа гармоник и применить методы физической оптики и физической теории дифракции [1,2,4,5,7]. Расчет комплексного спектра исходного зондирующего сигнала производится на основе временной реализации путем прямого дискретного преобразования Фурье

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x(n) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (k-1) \cdot (n-1) / N) \text{ при } k = 1..N.$$

Ограничение комплексного амплитудно-частотного спектра (АЧС) зондирующего сигнала (ЗС) осуществляется полосовым фильтром, аппроксимирующим приемо-передающий тракт РЛС.

Расчет комплексных АЧС отраженных от СЦ сигналов в точке расположения РЛС основывается на законах физической оптики, физической теории дифракции, теории эквивалентных токов элементарных краевых волн [1,2,4,5,7]. Каждая комплексная частотная составляющая данного спектра рассчитывается как суперпозиция соответствующей излученной бесконечной во временной области гармоники комплексного спектра зондирующего сигнала, отраженной от каждого примитива фацетной модели вида «треугольник» или «ребро», и принятой на соответствующий заданный поляризационный орт приемо-передающей РЛС [4,5]. Результатом является формирование комплексных амплитудно-частотных спектров принятых сигналов на заданных поляризациях, что необходимо для реализации принципов полнополяризационного зондирования пространства. Переход во временную область осуществляется путем обратного дискретного преобразования Фурье.

Для применения алгоритмов инверсного синтеза апертуры требуется задание траектории и параметров движения объекта локации. Зондирование пространства осуществляется при нахождении цели в каждой точке траектории, а временные реализации принятых сигналов сохраняются в виде массивов

данных, характеризующих отдельные приемные каналы (количество каналов равно количеству зондирований пространства). В каждом канале производится стробирование принятых реализаций стробами дальности в соответствии с разрешающей способностью зондирующего сигнала. Инверсный синтез апертуры в предлагаемой методике предполагает сдвиг стробированных по дальности временных реализаций принятых сигналов для каждой поляризации на значение корректирующей функции, которая рассчитывается для заданной траектории и линейной скорости перемещения по ней объекта локации.

Выходные данные, рассчитываемые с помощью предлагаемой методике, представляют собой массив поляризационных векторов рассеяния как функций дальности и угла визирования, представляющий собой полнополяризационный портрет моделируемого объекта локации в момент нахождения его в центральной точке траектории.

Расчет комплексного спектра векторного сигнала, отраженного от сложного объекта

Падающая на треугольник плоская электромагнитная волна характеризуется вектором поляризации \vec{e}_i и направлением распространения \vec{r}_i . Направление распространения отраженной волны на приемник с локальным вектором поляризации \vec{e}_s характеризуется направляющим вектором \vec{r}_s , который проводится из средней точки треугольника в точку расположения приемной системы (рис. 3).

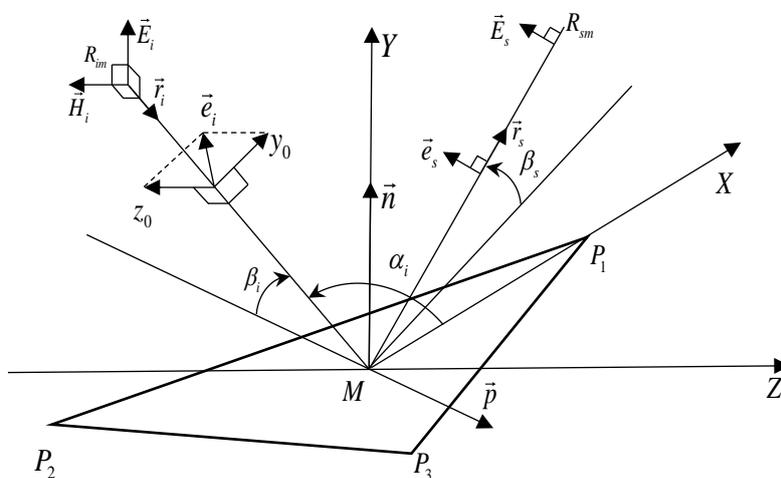


Рис. 3. Схема локации факета.

С учетом того, что вектор поляризации \vec{e}_i может принимать произвольную ориентацию в поперечной плоскости падающей волны, его удобно представить в локальном базисе [2,5]: $\vec{e}_i = (\vec{e}_i \cdot \vec{y}_0) \vec{y}_0 + (\vec{e}_i \cdot \vec{z}_0) \vec{z}_0$. Подобное представление поляризационного вектора падающей волны позволяет учесть практически все типы поляризации волн (наклонную линейную, круговую, эллиптическую). Орты локального базиса падающей волны определяются из соотношений:

$\vec{z}_0 = \frac{[\vec{r}_i \times \vec{n}]}{|\vec{r}_i \times \vec{n}|}$, $\vec{y}_0 = [\vec{z}_0 \times \vec{r}_i]$; единичный вектор: $\vec{p} = [\vec{n} \times \vec{z}_0]$; угол падения волны на плоскость треугольника: $\beta = \arccos(-\vec{r}_i \cdot \vec{n})$.

В качестве метода расчета поля рассеяния facets используется метод физической оптики, в основе которого лежит интеграл Стреттона-Чжу. С помощью метода Гордона при решении интеграла физической оптики выражение для рассеянного поля facets можно записать в виде [2,5]:

$$\dot{E}_{i\text{факет}} = \frac{\dot{U}_m}{4\pi R_i R_s} \exp(-jk(R_i + R_s)) \frac{(\vec{T}\vec{e}_s)}{|\vec{q}_\perp|^2} \sum_{i=1}^3 \dot{D}_i, \quad (6)$$

$$\dot{D} = (\vec{q}_\perp^* \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i)) \cdot \frac{\sin\left(\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i))\right)}{\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i))} \cdot \exp\left(-j\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} + \vec{a}_i))\right), \quad (7)$$

где:

$\dot{E}_{i\text{факет}}$ - комплексная амплитуда гармоники комплексного спектра принятого сигнала;

\dot{U}_m - комплексная амплитуда гармоники комплексного спектра зондирующего сигнала;

R_i - расстояние от фазового центра передающей РЛС до центральной точки facets;

R_s - расстояние от фазового центра принимающей РЛС до центральной точки facets;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число для комплексной гармоники спектра;

\vec{e}_i - локальный вектор поляризации падающей волны;

\vec{e}_s - локальный вектор поляризации отраженной волны;

$\vec{q}_\perp = \{q_x, q_z\}$ - проекция разностного вектора $\vec{q} = \vec{r}_s - \vec{r}_i$ на плоскость facetsа;

$\vec{q}_\perp^* = \{q_z, -q_x\}$ - комплексно сопряженная проекция разностного вектора \vec{q}_\perp

на плоскость facetsа;

$a_i = P_i - M$ - вектор, проведенный из средней точки треугольника в одну из его вершин;

\dot{T} -векторный множитель, функционально зависящий от поляризации падающей волны и электродинамических параметров треугольника. Определяется как сумма вертикально и горизонтально поляризованных составляющих падающей и отраженной волн, излученных и принятых соответствующими поляризационными ортами [2,4,5]:

$$\dot{T} = \dot{T}_e + \dot{T}_z, \quad (8)$$

$$\dot{T}_e = (1 + \dot{F}_e(\beta))(\vec{h}_i \vec{z}_0) \vec{p} - (1 - \dot{F}_e(\beta))(\vec{e}_i \vec{y}_0)(\vec{y}_0 \vec{p}) [\vec{r}_s \times \vec{z}_0], \quad (9)$$

$$\dot{T}_z = (\dot{F}_z(\beta) - 1)(\vec{h}_i \vec{y}_0)(\vec{y}_0 \vec{p}) \vec{z}_0 - (1 + \dot{F}_z(\beta))(\vec{e}_i \vec{z}_0) [\vec{p} \times \vec{r}_s], \quad (10)$$

где: $\dot{F}_z(\beta), \dot{F}_e(\beta)$ являются геометрооптическими коэффициентами отражения от плоскости facetsа и для однородного материала поверхности являются коэффициентами Френеля, зависящими от конкретных значений комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\epsilon}$ и магнитной проницаемости $\dot{\mu}$, $\vec{h}_i = [\vec{r}_i \times \vec{e}_i]$ - магнитный вектор падающей волны.

Значения поляризационных составляющих при полнополяризационном зондировании пространства в выражении (1) определяются проекцией вектора \dot{T} на поляризационный орт приемной антенны \vec{e}_s . Введем обозначение для комплексного поляризационного множителя $\dot{T}_i^s = (\dot{T} \vec{e}_s)$, где индекс s обозначает

направление орта поляризации приемной антенны, а индекс i - направление орта поляризации передающей антенны. Таким образом, если условиться, что 1-вертикальная ориентация орта, а 2-горизонтальная, то запись \dot{T}_1^2 будет означать, что излучение происходит на вертикальной поляризации, а прием ведется на горизонтальной поляризации. Тогда комплексный поляризационный множитель \dot{T}_i^s для различных сочетаний ориентаций поляризационных ортов приемной и передающей антенн можно представить в виде:

$$\dot{T}_1^1 = ((\dot{T}_{e1} + \dot{T}_{t1})\vec{e}_1^0); \quad (11)$$

$$\dot{T}_2^1 = ((\dot{T}_{e2} + \dot{T}_{t2})\vec{e}_1^0); \quad (12)$$

$$\dot{T}_1^2 = ((\dot{T}_{e1} + \dot{T}_{t1})\vec{e}_2^0); \quad (13)$$

$$\dot{T}_2^2 = ((\dot{T}_{e2} + \dot{T}_{t2})\vec{e}_2^0), \quad (14)$$

где \vec{e}_1^0, \vec{e}_2^0 - векторы локального поляризационного базиса в направлении на фацет.

Для оценки дифракционного поля рассеяния плоского ребра используется метод эквивалентных токов, сущность которого заключается в вычислении неравномерной части тока, текущего вдоль ребра. В результате интегрирования вдоль контура ребра (P1,P2) (рис. 1д) длиной L . Расчет рассеянного ребром поля производится с использованием выражения [2,4,5]:

$$\dot{E}_{\text{ребро}} = -\frac{\dot{U}_m}{2\pi R_i R_s \sin(\gamma_i) \sin(\gamma_s)} \exp(-jk(R_i + R_s)) (\dot{T}_{\text{ребро}} \vec{e}_s^0) L \frac{\sin\left(\frac{kq_x L}{2}\right)}{\left(\frac{kq_x L}{2}\right)} \exp\left(-j\frac{kq_x L}{2}\right), \quad (15)$$

$$\dot{T}_{\text{ребро}} = (\vec{e}_i \vec{t}) [\vec{r}_s \times [\vec{r}_s \times \vec{t}]] F + (\vec{h}_i \vec{t}) [\vec{r}_s \times \vec{t}] G, \quad (16)$$

где $\vec{t} = (1, 0, 0)$ - единичный вектор, совпадающий с осью x , $\gamma_i = \arccos(-\vec{r}_i \vec{t}), \gamma_s = \arccos(\vec{r}_s \vec{t})$ - углы между направляющими векторами падающей и отраженной волн и осью x соответственно.

Для вычисления функций F и G задается система координат клина (рис. 4): φ_i, φ_s - углы визирования кромки для падающей и отраженной волн, α - внешний угол острой кромки P_1P_2 .

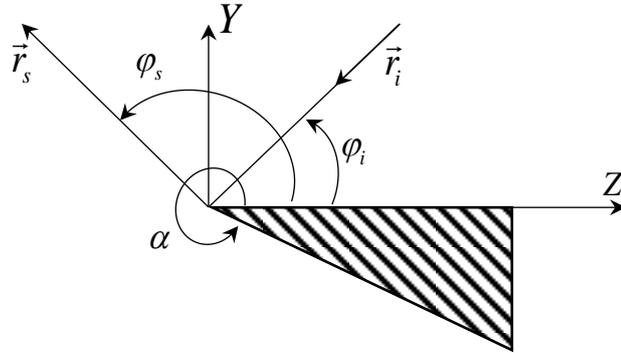


Рис. 4. Система координат клина для расчета коэффициентов дифракции.

Для идеально проводящего клина в случае моностатической локации, когда $\varphi_i = \varphi_s = \varphi$, функции F и G определяются соотношениями [2,4,5]:

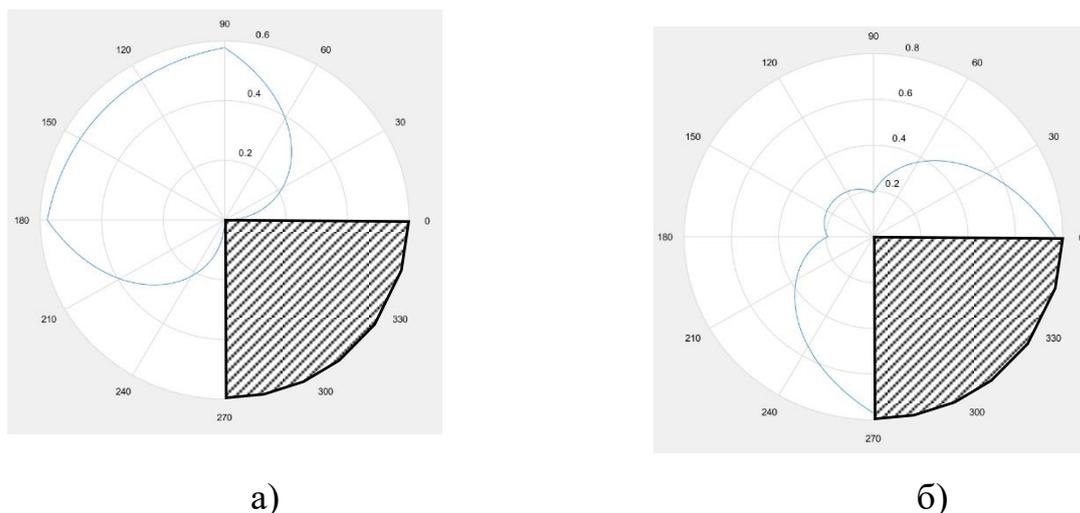
$$\left. \begin{matrix} F \\ G \end{matrix} \right\} = \frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - 1} \mp \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{2\varphi}{n}} \right) \mp \frac{1}{2} \operatorname{tg} \varphi, 0 \leq \varphi \leq \alpha - \pi \quad (17)$$

$$\left. \begin{matrix} F \\ G \end{matrix} \right\} = \frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - 1} \mp \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{2\varphi}{n}} \right) \mp \frac{1}{2} (\operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg}(\alpha - \varphi)), \alpha - \pi \leq \varphi \leq \pi \quad (18)$$

$$\left. \begin{matrix} F \\ G \end{matrix} \right\} = \frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - 1} \mp \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{2\varphi}{n}} \right) \mp \frac{1}{2} \operatorname{tg}(\alpha - \varphi), \pi \leq \varphi \leq \alpha \quad (19)$$

где $n = \frac{\alpha}{\pi}$, угол φ отсчитывается от освещенной грани клина.

Вид функций F и G при $\alpha = 270^\circ$ изображен на рисунке 5.

Рис. 5. Внешний вид функций F (а) и G (б).

Расчет векторного сигнала движущегося объекта с применением алгоритма инверсного синтеза апертуры

Разрешающая способность по дальности задается непосредственно видом зондирующего сигнала и зависит от ширины спектра сигнала: $\delta r = \frac{C}{2\Delta f}$, где: $C = 3 \cdot 10^8$ м/с, скорость света в вакууме, Δf - ширина спектра сигнала.

Тангенциальная разрешающая способность определяется физическими размерами антенного полотна: $\delta l = \frac{\lambda R}{d}$, где λ - длина волны, R - дальность, d - физический размер антенного полотна. Однако на больших расстояниях весьма сложно обеспечить требуемую разрешаемую способность по угловым координатам, поэтому целесообразно использовать метод инверсного синтеза апертуры, который позволяет увеличить её за счет перемещения объекта локации относительно приемо-передающей РЛС [3,8,9].

При использовании алгоритмов ИСА в обработке принятого траекторного сигнала происходит увеличение тангенциальной разрешающей способности по угловым координатам. Так например при длине волны $\lambda = 3$ см, $R_0 = 800$ км, разрешающая способность при фокусированной обработке с квадратичной

аппроксимацией наклонной дальности $\delta l \approx \frac{\lambda R_0}{2\sqrt{R_0}\sqrt{R_0\lambda}}$ составляет 1,08 м. R_0 -

наклонная дальность до центральной точки траектории движения объекта локации на интервале синтезирования апертуры, соответствующей середине диаграммы направленности РЛС. Для сложного объекта на дальности 800 км, $\lambda = 3$ см, $\delta l = 5$ м, путевой скорости $V_{\Pi} = 7000$ м/с, время синтеза апертуры составит 0,7 с.

Стробирование по дальности и запись во внутреннюю память принятых сигналов происходит в каждом приемном канале. При этом количество каналов должно быть равно количеству зондирований цели на интервале синтезирования апертуры.

При моделировании инверсного синтеза апертуры выравнивание по времени задержки отраженного сигнала осуществляется путем формирования корректирующей функции вида:

$$F_{(k)i} = \left(\frac{(V_{\Pi} T_n)^2 i^2}{R_k} \right), \quad (20)$$

где V_{Π} -путевая скорость объекта локации, T_n -период зондирования пространства, $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ -порядковый номер зондирования пространства относительно нулевого, соответствующего центру диаграммы направленности приемо-передающей РЛС, R_k -наклонная дальность до k -го строба. Данная корректирующая функция формируется для каждого строба дальности R_1, R_2, \dots, R_k и каждого углового положения, характеризующегося моментом времени, в который объект находится в определенной точке траектории. При этом для соответствующего углового положения номера точек траектории будут смещаться. Например для четырех зондирований пространства за период синтезирования апертуры необходимо сформировать матрицу вида:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 \\ -1 & 0 & 1 & 2 \\ -2 & -1 & 0 & 1 \\ -3 & -2 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \text{ в которой каждый столбец (строка) характеризует значение}$$

переменной i корректирующей функции сдвига для соответствующей реализации сохраненного в памяти траекторного сигнала в определенном стробе дальности и в направлении каждого углового положения объекта локации на траектории движения. После проведения корректировки сигналов в стробах дальности производится их суммирование по всем каналам для каждой составляющей многомерного отраженного сигнала.

Результаты расчета полнополяризационных дальностно-угловых радиолокационных портретов сложных целей из двух, трех, пяти локальных центров рассеяния в режиме инверсного синтеза апертуры при равномерном движении по прямолинейной траектории (перпендикулярной линии визирования) согласно предлагаемой методике приведены на рисунке 6.

Выводы

Таким образом, предлагаемая методика направлена на повышение информативности РЛС. Позволяет получать дальностно-угловые радиолокационные портреты сложных целей в расширенном базисе сигналов с высокой разрешающей способностью по угловым координатам.

Особенностью рассмотренного подхода является учет многомерной структуры отраженных от сложной цели сигналов, что позволяет производить оценку полнополяризационных дальностно-угловых радиолокационных портретов сложных целей для зондирующих импульсов, спектр которых может быть представлен конечным количеством гармоник.

Инверсный синтез апертуры в представленной методике реализуется путем формирования корректирующей функции, позволяющей проводить фокусировку принятых реализаций в зависимости от заданной траектории движения сложной цели.

Методика может быть использована при расчете отраженных сигналов и имитационном моделировании радиолокационных характеристик объектов различной геометрической формы, задаваемых с применением современных систем автоматизированного проектирования со степенью детализации, удовлетворяющей условию, когда максимальный линейный размер каждого

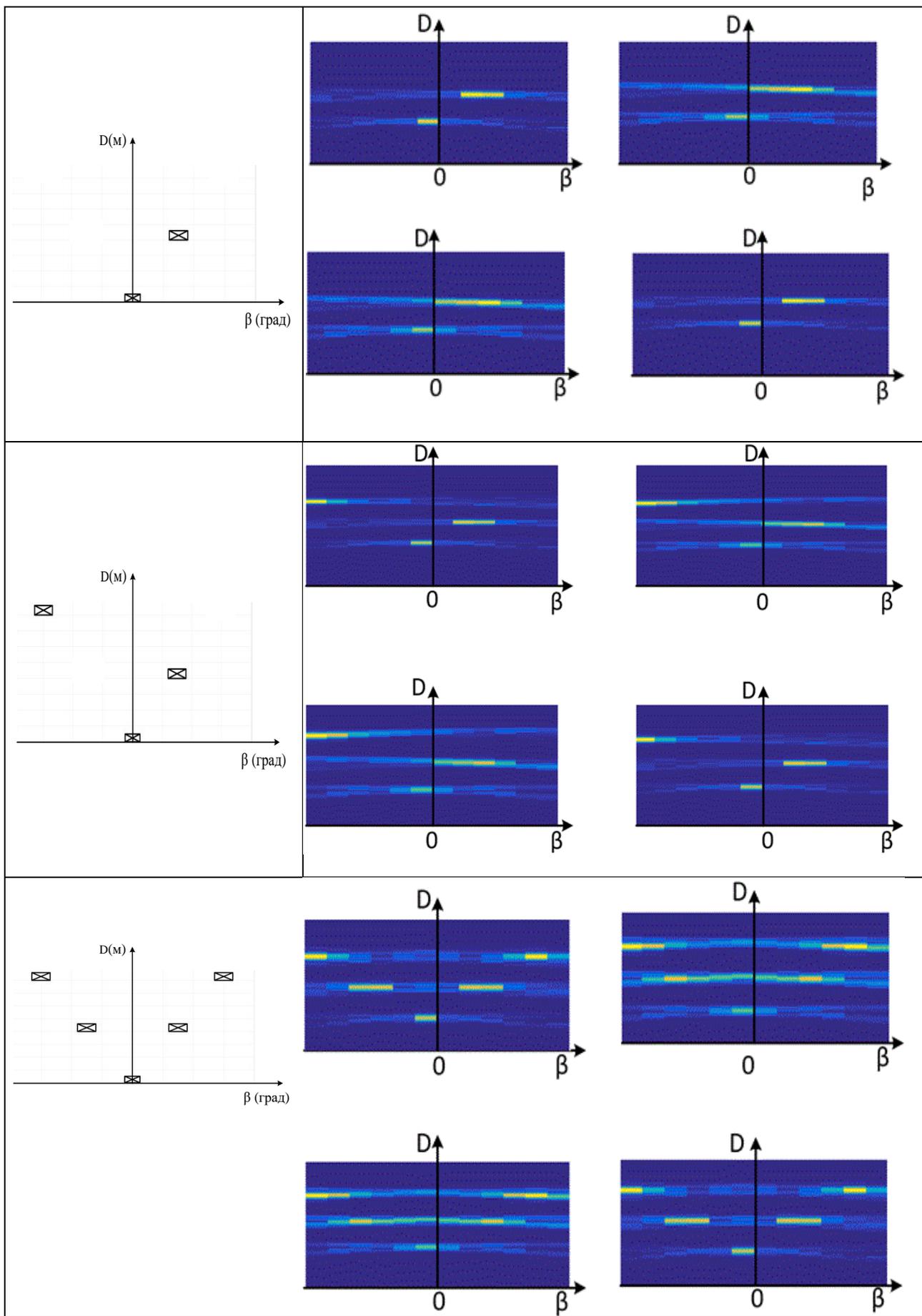


Рис. 6. Результаты моделирования ПП ДУ РЛП в РЛС с ИСА.

примитива вида «фацет» или «ребро» в используемой геометрической модели сложного объекта был меньше или равен половине длины волны зондирующего сигнала.

Перспективы развития предлагаемой методики:

- 1) Возможность учета взаимного перемещения различных элементов сложного объекта локации при движении по траектории.
- 2) Возможность применения для полнополяризационного зондирования пространства шумоподобных сигналов и сигналов с синтезированным спектром в качестве зондирующих.
- 3) Возможности учета скоростного (пространственного) маневра, а также вращения отдельных элементов сложного объекта локации на различных участках траектории.

Литература

1. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции // М.: Советское радио, 1962. – 237 с.
2. Борзов А.Б., Быстров Р.П., Засовин Э.А., и др. Миллиметровая радиолокация: Методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех // М.: Радиотехника, 2010. - 376 с.: ил.
3. Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н., и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны // М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.: ил.
4. Борзов А.Б., Сучков В.Б., Ахияров В.В. и др. Математическое моделирование характеристик рассеяния объектов локации с импедансной поверхностью // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2014. № 2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb14/12/text.pdf>
5. Борзов А.Б., Соколов А.В., Сучков В.Б. Методы цифрового моделирования радиолокационных характеристик сложных объектов на фоне природных и антропогенных образований // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2000. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar00/3/text.html>

6. Храбростин Б.В., Метод полного поляризационного зондирования пространства // Научные ведомости БелГУ. Сер. Информатика, прикл. Математика, управление. - Белгород : 2004. – том. 1, вып. 1(19). – с.111-130.
7. Пасмуров А.Я. Получение радиолокационных изображений летательных аппаратов // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, №12. С. 3–30.
8. Орлов В.М., Шустиков В.Ю., Нефедов С.И. Моделирование инверсно синтезированных радиолокационных изображений движущихся объектов на основе фацетных моделей // Антенны. 2005. Вып. 10 (101). С. 69–75.
9. Методы компенсации движения в РЛС с инверсным синтезированием апертуры (ИСА) / В.М. Орлов [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: Труды XVII международной научно-технической конф. Воронеж. 2011. Т. 3. С. 2331- 2342.

Для цитирования:

С. В. Якубовский, А. В. Алферьев, Д. В. Фролов. Методика расчета полнополяризационных дальностно-угловых радиолокационных портретов движущихся объектов в РЛС с инверсным синтезом апертуры. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 9. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep19/9/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.9.9