

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.396

СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ
С УЧЕТОМ ДЕКОРРЕЛЯЦИИ ИМПУЛЬСОВ

© 2022 г. В. Н. Лагуткин*

Межгосударственная акционерная корпорация “Вымпел”,
ул. Героев Панфиловцев, 10, корп. 1, Москва, 125480 Российская Федерация

*E-mail: vlagutkin@mail.ru

Поступила в редакцию 14.05.2021 г.

После доработки 14.05.2021 г.

Принята к публикации 17.06.2021 г.

С позиций теории статистического синтеза информационных систем рассмотрена задача определения параметров объектов по данным радиолокационных наблюдений с высоким темпом зондирования и изменением ракурса. При разработке параметрической модели сигналов от наблюдаемых объектов использовано приближение локальных отражающих элементов, вращающихся вокруг некоторой оси, и учтена декорреляция принимаемых импульсов, обусловленная неточностями компенсации амплитудных и фазовых изменений, вызванных поступательным движением объекта. Получено общее выражение для отношения правдоподобия как функции относительных амплитуд и координат отражающих элементов и угловой скорости вращения. Показано, что применение критерия максимума функции правдоподобия для определения параметров доминирующих отражающих элементов в частных случаях квазикогерентных или некогерентных импульсов приводит к формированию достаточных статистик в виде квазикогерентных или некогерентных радиолокационных изображений соответственно. Представлены результаты компьютерного моделирования рассмотренных вариантов синтеза радиолокационных изображений при обработке серии импульсов при различных условиях.

DOI: 10.31857/S0033849422020103

ВВЕДЕНИЕ

Исследования методов и условий получения радиолокационных изображений (РЛИ) объектов отражены в большом числе зарубежных и отечественных публикаций, например, [1–6]. Отметим, что в указанных публикациях при построении алгоритмов формирования РЛИ используются известные принципы обработки сигналов от точечных отражателей, что вполне обоснованно с практической точки зрения.

Вместе с тем представляет интерес задача обоснования методов получения РЛИ с позиций теории статистического синтеза информационных систем [7, 8]. В данной работе предпринята попытка такого теоретического обоснования для методов и алгоритмов формирования РЛИ по сериям импульсов, широкополосным или узкополосным, с учетом их декорреляции, т.е. в условиях частичной когерентности или полной некогерентности.

С точки зрения практической целесообразности естественно предположить, что серии радио-

локационных импульсов получены при следующих условиях:

1) интервал изменения ракурса во время наблюдений $\Delta\alpha_p$ существенно больше характерного масштаба изменения диаграммы отражений $\delta\theta_{до} = \lambda/L_{max}$, где λ — длина волны импульсного радиолокатора, L_{max} — максимальный габаритный размер объекта,

2) изменение ракурса за период следования импульсов $\delta\alpha_p$ существенно меньше $\delta\theta_{до}$.

Используемые в работе модели принятых сигналов основаны на хорошо известных физических закономерностях и положениях теории радиолокации [7–11].

1. МОДЕЛЬ ЛОКАЛЬНЫХ ОТРАЖАЮЩИХ
ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ

Как известно [9, 10], влияние формы объекта и его ориентации на принятый радиолокационный сигнал с учетом поляризации радиоволн (РВ)

определяется комплексным спектральным коэффициентом отражения

$$\Psi_{\text{пол}}(\omega, \vec{\alpha}) = \mathbf{p}_{\text{Нпр}}^* \Psi_{\text{отр}}(\omega, \vec{k}_1) \mathbf{p}_{\text{Нпад}},$$

где $\mathbf{p}_{\text{Нпад}}$ – вектор-столбец поляризации магнитного поля падающих РВ в связанной с объектом системе координат, $\mathbf{p}_{\text{Нпр}}$ – вектор-столбец поляризации приемной антенны в связанной системе координат, звездочка – знак комплексного сопряжения и транспонирования, $\Psi_{\text{отр}}(\omega, \vec{k}_1)$ – комплексная поляризационная матрица обратного отражения РВ от объекта, \vec{k}_1 – единичный вектор направления наблюдения в связанной с объектом системе координат, вектор $\vec{\alpha}$ отражает влияние на принятый сигнал ориентации объекта и поляризации РВ.

Комплексный спектр нормированной (для компенсации затухания) огибающей принятого сигнала на выходе фильтра, согласованного с зондирующим сигналом [8], можно записать в виде

$$\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega, \vec{\alpha}) = \int B_{\text{псф}}(\tau, \vec{\alpha}) \exp(i\Omega\tau) d\tau = |B_0(\Omega)|^2 \Psi_{\text{пол}}(\Omega + \omega_0, \vec{\alpha}), \quad (1)$$

где $B_{\text{псф}}(\tau, \vec{\alpha})$ – нормированная огибающая принятого сигнала на выходе согласованного фильтра, $\hat{B}_0(\Omega)$ – спектр огибающей зондирующего сигнала, ω_0 – опорная частота.

В высокочастотном случае, когда размеры объектов существенно больше длины волны и для расчета характеристик отражения РВ можно использовать приближенные (асимптотические) методы физической теории дифракции [12, 13], комплексная матрица обратного отражения волны от объекта $\Psi_{\text{отр}}(\omega, \vec{k}_1)$ может быть представлена в виде суперпозиции матриц изолированных отражающих элементов

$$\Psi_{\text{отр}}(\omega, \vec{k}_1) \approx \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j(\omega, \vec{k}_1, \beta_j) \exp(i2k_\omega \vec{k}_1 \vec{r}_j),$$

где N – количество отражающих элементов, $\Psi_j(\omega, \vec{k}_1, \beta_j)$ – парциальная поляризационная матрица отражения j -го отражающего элемента, β_j – параметр ракурса наблюдения этого элемента, $k_\omega = \omega/c$ (c – скорость света), \vec{r}_j – координаты условного центра j -го отражающего элемента в связанной системе координат.

Зависимость парциальных матриц отражения от частоты и ракурса наблюдения существенна лишь для элементов с относительно малой кривизной, причем в области углов, близких к углу зеркального отражения. Такие ситуации при обработке сигналов необходимо выделять и анали-

зировать отдельно. На интервалах изменения ракурса вне областей зеркального отражения зависимость парциальных поляризационных матриц от частоты и ракурса наблюдения значительно слабее, при этом количество отражающих элементов N можно считать постоянным. Тогда коэффициент обратного отражения $\Psi_{\text{пол}}(\omega, \vec{\alpha})$ для фиксированной поляризации РВ может быть представлен в виде

$$\Psi_{\text{пол}}(\omega, \vec{\alpha}) \approx \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j \exp(i2k_\omega \vec{k}_1 \vec{r}_j) = \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j \exp(i2k_\omega r_j \cos \theta_j), \quad (2)$$

Ψ_j – комплексный коэффициент отражения j -го отражающего элемента, θ_j – угол между векторами \vec{k}_1 и \vec{r}_j , $r_j = |\vec{r}_j|$.

Выражение (2) представляет собой параметрическую модель принимаемых полезных сигналов. Задачей обработки серии радиолокационных импульсов, принимаемых при наблюдении поворачивающегося относительно радиолокатора объекта, является оценка параметров этой модели: количества доминирующих отражающих элементов, их измеряемых координат в связанной системе координат и комплексных коэффициентов отражения. Измеряемыми являются координаты в продольно-поперечной плоскости, образованной вектором направления наблюдения и векторного произведения вектора поворота и вектора направления наблюдения (см. ниже). Задача восстановления формы объекта по результатам измерений в данной статье не рассматривается.

2. ФУНКЦИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ ДЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЕКОРРЕЛИРОВАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ

Предположим, что в результате согласованной внутриимпульсной обработки, компенсации радиолокационного затухания и изменений принятых импульсов, вызванных поступательным движением объекта, формируются дискретные нормированные комплексные развертки $\zeta_m(\tau_k)$ ($m = 0, \dots, M-1$ – порядковый номер импульса, k – номер отсчета по задержке), которые представляют собой аддитивную смесь нормированных разверток радиолокационных импульсов $B_{\text{псф}}(\tau_k, \vec{\alpha}_m)$ с комплексными коэффициентами c_m и реализаций гауссовского белого (в полосе импульсов) нормированного шума $\eta_m(\tau_k)$

$$\zeta_m(\tau_k) = c_m B_{\text{псф}}(\tau_k, \vec{\alpha}_m) + \eta_m(\tau_k),$$

где $\tau_k = k\Delta\tau$, $\Delta\tau = 1/\Delta f_\partial$ – интервал оцифровки развертки, Δf_∂ – ширина полосы импульсов, $k = 0, \dots, K - 1$. Максимальный размер цифровых разверток $K_{\max} \approx (2L_{\max}/c)\Delta f_\partial$. Для узкополосных импульсов $K = 1$, для широкополосных – $K \gg 1$.

Комплексные коэффициенты c_m отражают влияние декорреляции принятых импульсов, обусловленной неточностями оценки и компенсации амплитудных и фазовых изменений, вызванных поступательным движением объекта. При идеально точной компенсации $c_m = 1$. Более реально считать коэффициенты c_m , $m = 0, \dots, M - 1$ неизвестными комплексными величинами, изменяющимися от импульса к импульсу. С теоретической точки зрения учет декорреляции импульсов удобен тем, что позволяет единообразно рассматривать случаи квазикогерентных, частично когерентных и некогерентных импульсов.

Комплексные развертки принимаемых импульсов и их изменение от импульса к импульсу помимо помеховых составляющих – шума и коэффициентов декорреляции – зависят от следующих параметров объекта наблюдения:

- количества доминирующих отражающих элементов объекта,
- параметров отражающих элементов объекта: коэффициентов (амплитуд) отражения и координат в продольно-поперечной плоскости,
- вектора угловой скорости поворота объекта относительно радиолокатора, который в общем случае может быть неизвестным.

Задача синтезируемого алгоритма обработки серии радиолокационных импульсов заключается в статистической оценке указанных параметров. В соответствии с основными положениями теории статистического синтеза алгоритмов обработки ее решение основано на построении отношения правдоподобия и его максимизации по указанным параметрам [7, 8].

Так как $\eta_m(\tau_k)$ – независимые нормальные случайные величины, то из выражения для совместной условной плотности вероятности дискретных разверток

$$f(\{\xi_m(\tau_k)\}/\{B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)\}, \{c_m\}) = (2\pi\sigma_\eta^2)^{-MK/2} \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} |\xi_m(\tau_k) - c_m B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)|^2\right\}$$

получим выражение для оптимизируемой функции правдоподобия

$$L(\{\xi_m(\tau_k)\}/\{B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)\}, \{c_m\}) = \frac{f(\{\xi_m(\tau_k)\}/\{B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)\}, \{c_m\})}{f(\{\xi_m(\tau_k)\}/\{c_m = 0\})} = \exp\left\{\frac{1}{\sigma_\eta^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left[\text{Re}\left(c_m \xi_m^*(\tau_k) B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)\right) - |c_m B_{\text{псф}}(\tau_k, \bar{\alpha}_m)|^2/2\right]\right\},$$

где σ_η^2 – дисперсия нормированного шума.

Для широкополосных импульсов функцию правдоподобия, используя (1) и (2), можно записать для комплексных дискретных спектров разверток:

$$L(\{\hat{\xi}_m(\Omega_{k_1})\}/\{\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m)\}, \{c_m\}) = \exp\left\{\frac{1}{2K\sigma_\eta^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \left[\text{Re}\left(\hat{\xi}_m^*(\Omega_{k_1}) c_m \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m)\right) - |c_m \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m)|^2/2\right]\right\}, \quad (3)$$

где $\Omega_{k_1} = k_1\Delta\Omega$, $\Delta\Omega = 2\pi/(K\Delta\tau)$,

$$\hat{\xi}_m(\Omega_{k_1}) = \sum_{k=0}^{K-1} \xi_m(\tau_k) \exp(i\Omega_{k_1}\tau_k) = \sum_{k=0}^{K-1} \xi_m(\tau_k) \exp\left(i\frac{2\pi}{K}k_1k\right)$$

– дискретный спектр полученных разверток,

$$\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) = |\hat{B}_0(\Omega_{k_1})|^2 \times \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j \exp\left(i2\frac{\Omega_{k_1} + \omega_0}{c} \bar{k}_j \bar{r}_j(t_m)\right) = |\hat{B}_0(\Omega_{k_1})|^2 \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j \exp\left(i2\frac{\Omega_{k_1} + \omega_0}{c} z_j(t_m)\right), \quad (4)$$

$z_j(t_m) = r_j \cos \vartheta_j(t_m)$, $t_m = m\Delta t$, Δt – период следования импульсов.

Отметим, что для прямоугольных линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) импульсов при больших величинах базы спектр, по существу, ограничен и его амплитуда практически постоянна в пределах полосы шириной Δf_∂ [3].

Для учета изменения углового положения объекта (как совокупности отражающих элементов) относительно радиолокатора в процессе наблюдения можно использовать упрощенную модель, полагая, что объект поворачивается в текущий промежуток времени с некоторой угловой скоростью ω вокруг оси, составляющей с направлением

наблюдения угол χ . Такая модель пригодна для случаев наблюдения как вращающегося объекта, так и стабилизированного объекта, когда изменение ракурса наблюдения обусловлено поступательным движением объекта относительно радиолокатора. При отсутствии дрейфа отражающих элементов для такой модели углового движения имеем

$$\begin{aligned}\cos \vartheta_j(t_m) &= \cos \chi \cos \gamma_j + \sin \chi \sin \gamma_j \cos \varphi_j(t_m), \\ \varphi_j(t_m) &= \varphi_{j0} + w_m \Delta t,\end{aligned}$$

где γ_j – угол между вектором \vec{r}_j и осью вращения, и

$$\begin{aligned}z_j(t_m) &= r_j \cos \vartheta_j(t_m) = \\ &= z'_{jc} + z'_{j0} \cos(w_1 m) - y'_{j0} \sin(w_1 m),\end{aligned}$$

где

$$z'_{jc} = r_j \cos \gamma_j \cos \chi, \quad z'_{j0} = r_j \sin \gamma_j \sin \chi \cos \varphi_{j0},$$

$$y'_{j0} = r_j \sin \gamma_j \sin \chi \sin \varphi_{j0}, \quad w_1 = w \Delta t$$

– в общем случае неизвестные опорные параметры.

Условимся, что ближний к радиолокатору в момент начала наблюдения отражающий элемент имеет номер $j = 0$ и для него $z'_{0c} = 0$.

В случае широкополосных сигналов при $\cos \chi \neq 0$ и небольших изменениях ракурса $\vartheta_j(t_m)$ на интервале времени наблюдения для функции $z_j(t_m)$ с целью уменьшения числа оцениваемых параметров можно использовать аппроксимацию вида

$$z_j(t_m) \approx z_{j0} \cos(w_{1j} m) - y_{j0} \sin(w_{1j} m), \quad (5)$$

где z_{j0} , y_{j0} , w_{1j} – аппроксимирующие параметры, связанные с опорными параметрами соотношениями

$$z'_{j0} = \left(\frac{w_{1j}}{w_1}\right)^2 z_{j0}, \quad y'_{j0} = \frac{w_{1j}}{w_1} y_{j0}, \quad z'_{jc} = z_{j0} - z'_{j0}, \quad (6)$$

причем для отражающего элемента $j = 0$ аппроксимирующие параметры совпадают с опорными,

так как $w_{10} = w_1$, $z'_{0c} = 0$.

Тогда (4) можно представить в виде

$$\begin{aligned}\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \vec{\alpha}_m) &= \left|\hat{B}_0(\Omega_{k_1})\right|^2 \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_j \exp\left[i2 \frac{\Omega_{k_1} + \omega_0}{c} \times \right. \\ &\quad \left. \times (z_{j0} \cos(w_{1j} m) - y_{j0} \sin(w_{1j} m))\right].\end{aligned} \quad (7)$$

В случае узкополосных сигналов или $|\cos \chi| \ll 1$ постоянная составляющая z'_{jc} функции $z_j(t_m)$ не существенна и аппроксимация (5) становится точной, при этом $z_{j0} = z'_{j0}$, $y_{j0} = y'_{j0}$, $w_{1j} = w$.

Отметим, что модель (5) позволяет учесть дрейф отражающих элементов.

Для учета декорреляции импульсов используем для последовательности c_m ортогональное кусочно-постоянное разложение

$$\begin{aligned}c_m &= \sum_{m_1} \tilde{c}_{m_1} \chi_{m_1}(m), \\ \chi_{m_1}(m) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq m - m_1 M_1 < M_1 \\ 0, & m < m_1 M_1, m \geq (m_1 + 1) M_1 \end{cases},\end{aligned}$$

где M_1 – характерный интервал изменения последовательности c_m .

В этом случае отношение правдоподобия (3) как функция параметров \tilde{c}_{m_1} достигает максимума при условии

$$\begin{aligned}\tilde{c}_{m_1} &= (1/E_{m_1}) \sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \hat{\xi}_{m_1 M_1 + m}(\Omega_{k_1}) \hat{B}_{\text{псф}}^*(\Omega_{k_1}, \vec{\alpha}_{m_1 M_1 + m}), \\ E_{m_1} &= \sum_{m=M_1 m_1}^{m=M_1(m_1+1)-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \left|\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \vec{\alpha}_m)\right|^2.\end{aligned} \quad (8)$$

Интегрирование (усреднение) отношения правдоподобия (8) по \tilde{c}_{m_1} методом перевала с использованием (4), (7), (8) приводит к выражению

$$\begin{aligned}\bar{L}_{\{\tilde{c}_{m_1}\}} &= \left\{ \frac{\{\hat{\xi}_m(\Omega_{k_1})\}}{\{\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \vec{\alpha}_m)\}} \right\} = \\ &= \exp \left\{ \sum_{m_1} \left[\sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \hat{\xi}_{m_1 M_1 + m'}(\Omega_{k_1}) \times \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{\Psi}_{jm_1}^* \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1}}{c} z_j(t_{m_1 M_1 + m'}) \right] \right]^2 \right\}, \\ \tilde{\Psi}_{jm_1} &= \Psi_j / \sqrt{2K\sigma_{\eta}^2 \tilde{E}_{m_1}}, \quad (9) \\ \tilde{E}_{m_1} &= \sum_{m=0}^{M_1-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \left| \sum_{j=0}^{N-1} \Psi_{jm_1}^* \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1}}{c} z_j(t_{m_1 M_1 + m'}) \right] \right|^2, \\ &\quad \sum_{j=0}^{N-1} |\tilde{\Psi}_{jm_1}|^2 \leq C^2 < \infty, \quad z_j(t_{m_1 M_1 + m'}) = \\ &= z_{j0} \cos(w_{1j}(m_1 M_1 + m')) - y_{j0} \sin(w_{1j}(m_1 M_1 + m')), \end{aligned}$$

которое можно использовать для конструирования схем алгоритмов обработки в различных случаях.

3. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДОМИНИРУЮЩИХ ОТРАЖАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ОБЪЕКТОВ ПО СЕРИИ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

При $M_1 K > 1$ показатель экспоненты в (9) целесообразно преобразовать к виду

$$\ln \bar{L}_{\{\tilde{\epsilon}_m\}} \left\{ \left\{ \hat{\xi}_m(\Omega_{k_1}) \right\} / \left\{ \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) \right\} \right\} = \left| \Phi_{m_1}(z_0, y_0, w_1) \right|^2 = \sum_{m'=0}^{M_1-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \hat{\xi}_{m_1 M_1 + m'}(\Omega_{k_1}) \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1}}{c} \times \right. \quad (12)$$

$$\Phi_{m_1}(z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}) = \sum_{m'=0}^{M_1-1} \sum_{k_1=0}^{K-1} \hat{\xi}_{m_1 M_1 + m'}(\Omega_{k_1}) \times \left. \times (z_0 \cos(w_1(m_1 M_1 + m')) - y_0 \sin(w_1(m_1 M_1 + m'))) \right]^2$$

для множества возможных значений w_1 ;

2) некогерентное накопление этих ККРЛИ – получение частично когерентных РЛИ (ЧКРЛИ)

$$G(z_0, y_0, w_1) = \sum_{m_1} \left| \Phi_{m_1}(z_0, y_0, w_1) \right|^2, \quad (13)$$

3) анализ накопленных ЧКРЛИ и выделение доминирующих отражающих элементов объекта на фоне шума с оценкой их аппроксимирующих координат z_{j_0} , y_{j_0} и угловых скоростей w_{1j} по критерию

$$(z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}) = \arg \max_{z_0, y_0, w_1} G(z_0, y_0, w_1),$$

а также амплитуд $\tilde{\Psi}_{jm_1}$, $j = 0, \dots, N - 1$ по формуле (10);

4) приведение координат доминирующих отражающих элементов к единой угловой скорости по формулам (6).

4. ОЦЕНКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ ПО СЕРИИ НЕКОГЕРЕНТНЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПЕРЕМЕННОЙ ИЛИ С ПОСТОЯННОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ

В случае некогерентных импульсов с переменной несущей частотой оптимизируемая функция принимает вид

Так как максимум логарифма отношения правдоподобия по $\tilde{\Psi}_{jm_1}$, $j = 0, \dots, N - 1$ при заданном N и $\sum_{j=0}^{N-1} |\tilde{\Psi}_{jm_1}|^2 \leq C^2 < \infty$ достигается при

$$\tilde{\Psi}_{jm_1} = \arg \max_{\{\tilde{\Psi}_{jj}\}} \ln \bar{L}_{\{\tilde{\epsilon}_m\}} \left\{ \left\{ \hat{\xi}_m(\Omega_{k_1}) \right\} / \left\{ \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) \right\} \right\} = \varepsilon \Phi_{m_1}(z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}), \quad (10)$$

$$\varepsilon = \left[1 / \sum_{j=0}^{N-1} \left| \Phi_{m_1}(z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}) \right|^2 \right]^{1/2},$$

то для определения параметров доминирующих отражающих элементов $\{z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}, j = 0, \dots, N - 1\}$ получаем критерий максимума функции

$$f(\{z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}, j = 0, \dots, N - 1\}) = \max_{\{\tilde{\Psi}_{jj}\}} \ln \bar{L}_{\{\tilde{\epsilon}_m\}} \left\{ \left\{ \hat{\xi}_m(\Omega_{k_1}) \right\} / \left\{ \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) \right\} \right\} = \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{m_1} \left| \Phi_{m_1}(z_{j_0}, y_{j_0}, w_{1j}) \right|^2. \quad (11)$$

В соответствии с (11) можно предложить следующий порядок обработки серии импульсов с учетом их декорреляции при $M_1 K > 1$:

1) получение в каждом цикле с номером m_1 достаточных статистик в виде квазикогерентных радиолокационных изображений (ККРЛИ)

$$\bar{L}_{\{\tilde{\epsilon}_m\}} \left\{ \left\{ \xi_m \right\} / \left\{ \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) \right\} \right\} \approx \exp \left\{ \sum_m \left| \xi_m \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{\Psi}_j^* \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1(m)}}{c} z_j(t_m) \right] \right|^2 \right\} = \exp \left\{ \sum_m |\xi_m|^2 \left| \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{\Psi}_j^* \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1(m)}}{c} z_j(t_m) \right] \right|^2 \right\}, \quad z_j(t_m) = z'_{jc} + z'_{j0} \cos(w_1 m) - y'_{j0} \sin(w_1 m). \quad (14)$$

Показатель экспоненты (14) можно преобразовать к виду

$$\ln \bar{L}_{\{\tilde{\epsilon}_m\}} \left\{ \left\{ \xi_m \right\} / \left\{ \hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m) \right\} \right\} \approx \sum_{j, j'=0}^{N-1} \tilde{\Psi}_j^* \tilde{\Psi}_{j'} \sum_m \exp \left[-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1(m)}}{c} (z_{jm} - z_{j'm}) \right] |\xi_m|^2 = 2 \operatorname{Re} \sum_{j_1=0}^J \tilde{\Psi}_{j_1} \sum_m |\xi_m|^2 \exp \left(-i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1(m)}}{c} \Delta z_{j_1 m} \right), \quad j_1 = j(j-1)/2 + j', \quad j = \overline{0, N-1}, \quad j' = \overline{1, j}, \quad (15)$$

$$J = N(N-1)/2, \quad \hat{\Psi}_0 = \sum_{j=0}^{N-1} |\Psi_j|^2 / 2, \quad \Delta z_{0m} = 0, \quad \hat{\Psi}_{j_1} = \Psi_j^* \Psi_{j'}, \quad \Delta z_{j_1 m} = z_{jm} - z_{j'm}.$$

Максимум (15) по $\hat{\Psi}_{j_1}$, $j_1 = \overline{0, J}$ при заданном N и $\sum_{j_1=0}^J |\hat{\Psi}_{j_1}|^2 \leq C_1^2 < \infty$ достигается при

$$\hat{\Psi}_{j_1} = \sum_m |\hat{\xi}_m|^2 \exp\left(i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k(m)}}{c} \Delta z_{j_1 m}\right),$$

т.е.

$$\begin{aligned} \max_{\{\hat{\Psi}_{j_1}\}} \ln \bar{L}_{\{\hat{\xi}_m\}}(\{\hat{\xi}_m\} / \{\hat{B}_{\text{псф}}(\Omega_{k_1}, \bar{\alpha}_m)\}) = \\ = \sum_{j_1=0}^J \left| \sum_m |\hat{\xi}_m|^2 \exp\left(i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k_1(m)}}{c} \Delta z_{j_1 m}\right) \right|^2, \end{aligned} \quad (16)$$

где изменения относительных координат отражающих элементов $\Delta z_{j_1 m}$ от импульса к импульсу

(по m) определяются аппроксимирующим соотношением, аналогичным (5)

$$\Delta z_{j_1 m} = \Delta z_{j_1 0} \cos(w_{1j_1} m) - \Delta y_{j_1 0} \sin(w_{1j_1} m),$$

где $\Delta z_{j_1 0}$, $\Delta y_{j_1 0}$, w_{1j_1} — аппроксимирующие параметры, связанные с опорными параметрами соотношениями

$$\Delta z'_{j_1 0} = \left(\frac{w_{1j_1}}{w_1}\right)^2 \Delta z_{j_1 0}, \quad \Delta y'_{j_1 0} = \frac{w_{1j_1}}{w_1} \Delta y_{j_1 0}, \quad (17)$$

$$\Delta z'_{j_1 c} = \Delta z_{j_1 0} - \Delta z'_{j_1 0}.$$

В случае некогерентных импульсов с переменной несущей частотой, как видно из (16), достаточной статистикой является некогерентное радиолокационное изображение (НРЛИ)

$$H(\Delta z_0, \Delta y_0, w_1) = \left| \sum_m |\hat{\xi}_m|^2 \exp\left[i2 \frac{\omega_0 + \Omega_{k(m)}}{c} (\Delta z_0 \cos(w_1 m) - \Delta y_0 \sin(w_1 m))\right] \right|^2. \quad (18)$$

Если несущая частота импульсов не меняется, то выражение для НРЛИ принимает вид

$$H_{\text{уп}}(\Delta z_0, \Delta y_0, w_1) = \left| \sum_m |\hat{\xi}_m|^2 \exp\left[i2 \frac{\omega_0}{c} (\Delta z_0 \cos(w_1 m) - \Delta y_0 \sin(w_1 m))\right] \right|^2. \quad (19)$$

В случае некогерентных импульсов синтезируемые цифровые некогерентные радиолокационные изображения (18), (19) для фиксированных угловых скоростей w_1 являются аналогом голограмм интенсивности [14].

В соответствии с (18), (19) можно предложить следующий порядок обработки серии некогерентных импульсов:

1) получение НРЛИ (18) или (19) для множества возможных значений w_1 ;

2) анализ полученных НРЛИ и выделение доминирующих элементов на фоне шума с оценкой их аппроксимирующих параметров $\Delta z_{j_1 0}$, $\Delta y_{j_1 0}$, w_{1j_1} по критерию

$$(\Delta z_{j_1 0}, \Delta y_{j_1 0}, w_{1j_1}) = \arg \max_{z_0, y_0, w_1} H(\Delta z_0, \Delta y_0, w_1);$$

3) приведение координат доминирующих элементов к единой угловой скорости w_1 с оценкой $\Delta z'_{j_1 0}$, $\Delta y'_{j_1 0}$, $\Delta z'_{j_1 c}$ по формулам (17);

4) восстановление параметров отражающих элементов с оценкой их количества J и координат z'_{j_0} , y'_{j_0} , z'_{j_c} , $j = \overline{1, J-1}$ с учетом того, что $z'_{00} = 0$, $y'_{00} = 0$, $z'_{0c} = 0$.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ

Для численного исследования рассмотренных методов обработки серий радиолокационных импульсов разработана компьютерная модель, включающая программу-имитатор радиолокационных измерений в процессе изменения ракурса наблюдения во времени и комплекс алгоритмов обработки серий измерений. Имитатор радиолокационных измерений с учетом аппаратного шума, выполняющий расчет компонентов поляризационной матрицы отражения $S_{EE}(\omega, \theta)$, $S_{HH}(\omega, \theta)$ для осесимметричных объектов, разработан на основе приближений физической теории дифракции [13].

При численной реализации алгоритма оценки параметров принимаемых полезных сигналов в качестве достаточных статистик формируются РЛИ (см. формулы (12), (18), (19)) на прямоугольной сетке в плоскости дальность—поперечное расстояние. Параметры сетки (количество узлов по обеим координатам и размеры ячеек) задает пользователь. При малых суммарных углах поворота объекта, когда $\cos(w_1 M) \approx 1$, $\sin(w_1 M) \approx w_1 M$, формирование РЛИ может быть выполнено с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье.

Для примера на рис. 1–3 представлены результаты моделирования обработки серий из 1000 импульсов, отраженных от идеально проводящего

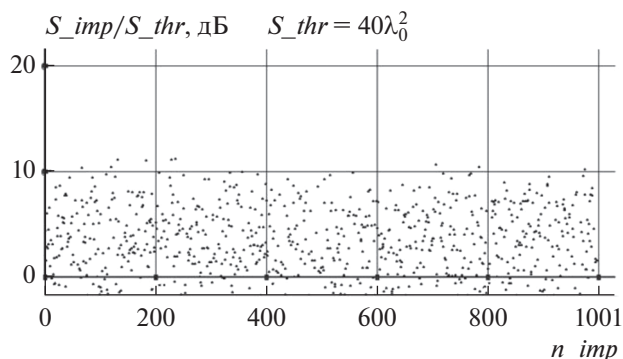


Рис. 1. Пример имитированной последовательности ЭОП.

конечного кругового цилиндра диаметром $30\lambda_0$ и длиной $40\lambda_0$ (λ_0 – длина волны).

При имитации входных данных в примере предполагалось, что за время измерений угол между направлением облучения и осью цилиндра (ракурс наблюдения) равномерно увеличивается с 25° до 75° (со скоростью $0.05^\circ/\text{имп}$) при этом вектор поляризации электрического поля остается в плоскости падения.

Для примера на рис. 1 точками показаны значения отношений (в дБ) эффективной отражающей площади (ЭОП) объекта S_{imp} к пороговому значению ЭОП, эквивалентному аппаратурному шуму, $S_{thr} = 40\lambda_0^2$ в зависимости от номера импульса последовательности.

На рис. 2 показаны результаты цифрового синтеза цифровых частично когерент-

ных РЛИ при $M_1 = 100$, $S_{thr} = 40\lambda_0^2$ для двух типов импульсов:

- а) при использовании широкополосных ЛЧМ-импульсов с относительной девиацией частоты $\delta f = \Delta f_\delta / f_c = 0.1$, $K = 8$;
- б) при использовании узкополосных импульсов.

На рисунке горизонтальная ось – это ось z , вертикальная ось – ось y . Цена деления по обеим осям $10\lambda_0$. Размер изображений по оси z – $75\lambda_0$, по оси y – $100\lambda_0$. Число элементов дискретизации по каждой оси 128.

На цифровом ЧКРЛИ рис. 2а четко выделяются три пятна с приблизительными координатами максимумов в точках $A(36, -17)$, $B(13, 26)$, $C(0, 0)$, соответствующих трем отражающим элементам конечного кругового цилиндра, наблюдаемого под углом 25° в момент начала наблюдения.

На ЧКРЛИ рис. 2б эти отражающие элементы проявляются гораздо менее четко, с существенно худшим разрешением (особенно по продольной оси z).

Моделирование показало, что при усилении шума на порядок, т.е. при $S_{thr} = 400\lambda_0^2$, на широкополосных ЧКРЛИ отмеченные выше пятна также могут быть выделены, однако узкополосные ЧКРЛИ становятся неинформативными.

На рис. 3 показаны результаты синтеза цифровых некогерентных РЛИ ($S_{thr} = 4\lambda_0^2$) при использовании последовательностей узкополосных импульсов:

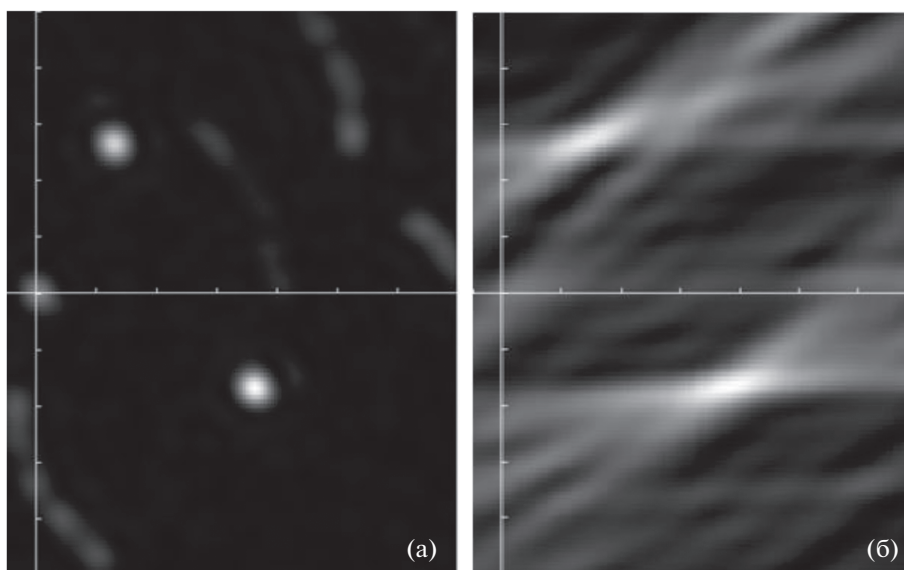


Рис. 2. Синтезированные частично когерентные РЛИ для широкополосных (а) и узкополосных (б) импульсов.

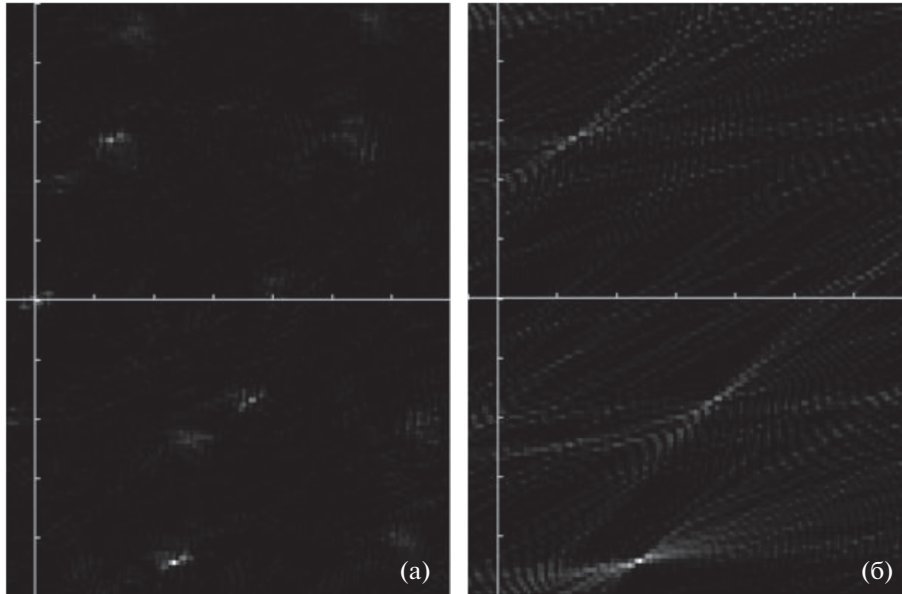


Рис. 3. Синтезированные некогерентные РЛИ для последовательностей узкополосных импульсов с циклически возрастающей частотой (а) и с постоянной частотой (б).

а) с циклически линейно возрастающей частотой в диапазоне с относительной шириной $\delta f = 0.1$, период цикла импульсов $K = 8$;

б) с постоянной частотой.

На НРЛИ рис. 3а выделяются три группы пикселей, сконцентрированных вблизи координат, в соответствии с (25) они равны разностям координат точек A , B , C , выделенных на рис. 2а. На НРЛИ рис. 3б подобные группы пикселей также выделяются, но они менее компактны и более распределены (особенно вдоль продольной оси) по сравнению с рис. 3а.

Моделирование показало, что при усилении шума на порядок, т.е. при $S_{thr} = 40\lambda_0^2$, НРЛИ становятся неинформативными.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное теоретическое рассмотрение статистической задачи определения параметров объектов по данным радиолокационных наблюдений с высоким темпом зондирования и изменением ракурса позволяет сделать следующие выводы:

1) для учета изменения углового положения объекта (как совокупности отражающих элементов) относительно радиолокатора в процессе наблюдения можно использовать упрощенную модель (5), полагая, что объект поворачивается в текущий промежуток времени с некоторой угловой скоростью вокруг оси, не совпадающей с линией наблюдения;

2) в случае частично когерентных импульсов применение критерия максимума функции правдоподобия (11) для определения параметров доминирующих отражающих элементов приводит к формированию достаточных статистик в виде квазикогерентных РЛИ (12) в каждом цикле, соответствующем интервалу когерентности, для множества возможных значений угловой скорости вращения и некогерентному накоплению этих ККРЛИ – получению частично когерентных РЛИ (13);

3) в случае некогерентных узкополосных импульсов с переменной или с постоянной несущей частотой достаточными статистиками для определения параметров доминирующих отражающих элементов являются соответствующие некогерентные РЛИ (18), (19);

4) численное исследование рассмотренных методов обработки серий радиолокационных импульсов с получением радиолокационных изображений при различных условиях подтвердило их работоспособность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Wehner D.R.* High-Resolution Radar. Boston: Artech House, 1995.
2. *Cheney M., Borden B.* Fundamentals of Radar Imaging. Philadelphia: Soc. for Industrial and Appl. Math. (SIAM), 2009.
3. *Chen V.C., Martorella M.* Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging. Principles, Algorithms and Applications. Edison: Sci.Tech. Publ., 2014.

4. Радиолокационные характеристики объектов / Под ред. С.М. Нестерова. М.: Радиотехника, 2015.
5. Курикса А.А. // Труды III Всерос. науч.-техн. конф. Радиотехнич. ин-та им. А.Л. Минца. М.: МГТУ, 2015. С. 238.
6. Казанцев А.А., Перов Д.А., Самородов А.А., Самородов Б.А. // Ural Radio Engineering J. 2018. V. 2. № 2. P. 67.
7. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981.
9. Справочник по радиолокации. Т. 1. Основы радиолокации. / Под ред. М. Сколника. М.: Сов. радио, 1976.
10. *Radar Cross Section Handbook* / Ed. G.T. Ruck. N.Y.: Plenum Press, 1970.
11. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975.
12. Keller J.B. // J. Opt. Soc. Amer. 1962. V. 52. № 2. P. 116.
13. Уфимцев П.Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. Введение в физическую теорию дифракции. М.: Бином-Лаборатория знаний, 2012.
14. Курикса А.А. // РЭ. 1968. Т. 13. № 5. С. 771.