

УДК 621.396.962.2

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С СУБМЕТРОВЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ В МАЛОГАБАРИТНЫХ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Рязанцев Л.Б., к.т.н., докторант ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: kernel386@mail.ru;

Купряшкин И.Ф., д.т.н., доцент, доцент кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: ifk78@mail.ru;

Лихачев В.П., д.т.н., профессор, профессор кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: lvp_home@mail.ru;

Гнездилов М.В., оператор научной роты ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: mvgnedilov@gmail.ru.

SUBMETRE RESOLUTION RADAR IMAGE GENERATION ALGORITHM FOR SMALLSIZED SYNTHETIC-APERTURE RADAR SYSTEMS

Ryazantsev L.B., Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Gnezdilov M.V.

The article introduces a modified Backprojection algorithm, which ensures formation of detailed radar images of the terrain surface for small-sized synthetic aperture Frequency Modulated Continuous-Wave radars. It is shown that the high quality of generated imagery in terms of the integrated sidelobe level for a point target mark is attained in case when the specific features of the trajectory signal phase modulation stemming from the signal's discrete nature and the motion of the SAR vehicle during the time of an individual pass are properly accounted for.

Key words: FMCW SAR, radar image synthesis, integrated sidelobe level, Backprojection.

Ключевые слова: РЛС с синтезированной апертурой антенны, непрерывное излучение, радиолокационное изображение, интегральный уровень боковых лепестков.

Введение

Интерес к использованию РЛС с синтезированной апертурой (РСА) при решении различных задач [1, 2] связан с их высокими информационными возможностями по всепогодному и круглосуточному мониторингу земной поверхности. Развитие науки и техники обуславливает постоянное совершенствование радиоэлектронной аппаратуры, направленное на снижение энергопотребления, стоимости и массогабаритных показателей. Так, если 10-15 лет назад малогабаритными считались РСА, масса которых не превышала несколько десятков килограмм (MiniSAR) [3], а 5-10 лет назад – единиц килограмм (ImSAR [4], а также РСА, разработанная авторами [5]), то уже в скором будущем можно ожидать появления радиолокаторов с массой менее одного килограмма, что обеспечит возможность их широкомасштабного использования в качестве полезной нагрузки для малых беспилотных летательных аппаратов.

Достижение таких показателей сопровождается проблемами, связанными не только со сложностью миниатюризации приемо-передающих трактов, антенных систем и систем цифровой обработки сигналов, но и с необходимостью разработки новых алгоритмов формирования детальных (с разрешением 0,5 м и лучше) радиолокационных изображений (РЛИ), учитывающих такие

Предложен модифицированный алгоритм Backprojection, обеспечивающий формирование детальных радиолокационных изображений земной поверхности в малогабаритных РЛС с непрерывным частотно-модулированным зондирующим сигналом. Показано, что строгий учет особенностей фазовой модуляции траекторного сигнала, обусловленных его дискретным характером и перемещением носителя РЛС в течение отдельного зондирования, обеспечивает достижение высокого качества формируемых изображений по показателю интегрального уровня боковых лепестков отметки точечного отражателя.

особенности рассматриваемых РСА, как малые размеры используемых антенн и применение в качестве зондирующих непрерывных частотно-модулированных сигналов. Так, при небольшой дальности съемки расширение диаграмм направленности антенн, обусловленное уменьшением их размеров, приводит к существенным отличиям законов изменения расстояния между РСА и отражателями, расположенными в различных участках одного и того же кадра РЛИ. Следствием этого является невозможность использования традиционных быстрых алгоритмов (Range-Doppler Algorithm (RDA), Chirp Scaling Algorithm (CSA) и др. [6]) для синтеза детальных изображений. В качестве решения обычно применяются различные варианты алгоритмов попиксельной двумерной согласованной фильтрации, объединенных в зарубежной литературе под общим названием Backprojection Algorithms (BPA) [7, 8]. Такие алгоритмы зачастую более просты в реализации, и, кроме того, обеспечивают формирование выходных РЛИ непосредственно в системе координат «горизонтальная дальность – путевая дальность».

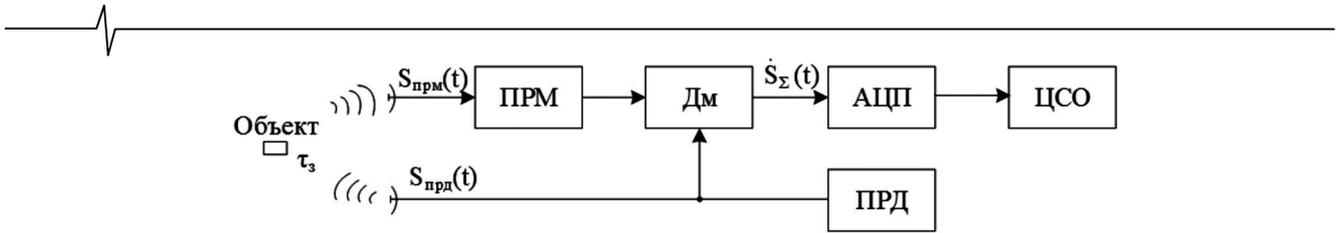


Рис. 1. Структурная схема РСА НИ: ПРМ – приемник; ДМ – демодулятор; ПРД – передатчик; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦСО – цифровая система обработки

Несмотря на отмеченные преимущества процесс синтеза РЛИ с использованием алгоритма ВРА характеризуется значительным объемом вычислений, и поэтому целью статьи является разработка его варианта, обеспечивающего существенное снижение требований к быстродействию и объему памяти вычислительного устройства без ухудшения качества формируемых изображений по сравнению с известными реализациями алгоритма ВРА.

Модель сигнала в РСА с непрерывным излучением

Начальным этапом разработки любого алгоритма синтеза РЛИ является задание модели траекторного сигнала, корректно учитывающей основные особенности функционирования РСА и процесса съемки картографируемой поверхности. Как правило, работа современных РСА непрерывного излучения (НИ) основана на демодуляции принимаемого эхо-сигнала зоны обзора путем его умножения на опорный сигнал передатчика и последующей низкочастотной фильтрации, с дальнейшим преобразованием в цифровую форму для регистрации и окончательной обработки (рис. 1).

При несимметричном законе модуляции сигнал, формируемый передатчиком (ПРД), представляет собой линейно-частотно-модулированное (ЛЧМ) колебание с шириной спектра Δf_c и периодом модуляции T_M

$$S_{\text{прд}}(t_m) = \cos\left(2\pi \int_0^{t_m} (f_0 + \mu t) dt + \psi_0\right) = \cos\left(2\pi \left(f_0 t_m + \frac{\mu t_m^2}{2}\right) + \psi_0\right), \quad t_m \in [0, T_M], \quad (1)$$

где f_0 , $\mu = \Delta f_c / T_M$, ψ_0 – начальная частота, скорость изменения частоты и начальная фаза ЛЧМ сигнала соответственно.

При использовании фацетной модели поверхности эхо-сигнал m, n -го отражателя (фацеты) (рис. 2) на входе приемника (ПРМ) РСА на k -м зондировании описывается выражением

$$S_{\text{прм}, m, n}(t_m, k) = A_{m, n} \cos\left(2\pi(f_0(t_m - \tau_{3m, n}(t_m, k)) + \frac{\mu(t_m - \tau_{3m, n}(t_m, k))^2}{2}) + \psi_0\right), \quad (2)$$

где $A_{m, n}$ – амплитуда эхо-сигнала, определяемая рассеивающими свойствами m, n -го отражателя, характеристиками РСА и трассы распространения; $\tau_{3m, n}(t_m, k) = 2R_{m, n}(t_m, k)/c$ и $R_{m, n}(t_m, k) = \sqrt{h_n^2 + x_{0m}^2 + (y_{0n} + V_n(t_m + kT_M))^2}$ – законы изменения

времени запаздывания эхо-сигнала и расстояния между РСА и отражателем соответственно (в предположении о равномерном и прямолинейном характере движения носителя на высоте h_n со скоростью V_n); c – скорость света; $x_{0m} = x_0 + m\Delta x$, $y_{0n} = n\Delta y - 0,5L_y$ – смещение отражателя по горизонтальной и путевой дальности относительно фазового центра антенны РСА в момент начала интервала синтезирования ($t_m = 0$, $k = 0$); $\Delta x = L_x / N_x$, $\Delta y = L_y / N_y$ – заданные размеры фацет по горизонтальной и путевой дальности, определяемые требуемой детализацией выходного РЛИ; L_x и L_y – линейные размеры формируемого кадра РЛИ по горизонтальной и путевой дальности соответственно; x_0 – ближняя граница кадра РЛИ; $m = 0, 1, \dots, N_x - 1$; $n = 0, 1, \dots, N_y - 1$; N_x , N_y – количество фацет, определяющее соответствующее количество отсчетов выходного РЛИ по координате горизонтальной и путевой дальности; $k = 0, 1, \dots, K - 1$, $K = \text{int}[T_c / T_M]$ – общее количество зондирований в течение интервала синтезирования апертуры с длительностью T_c , $\text{int}[x]$ – целая часть x .

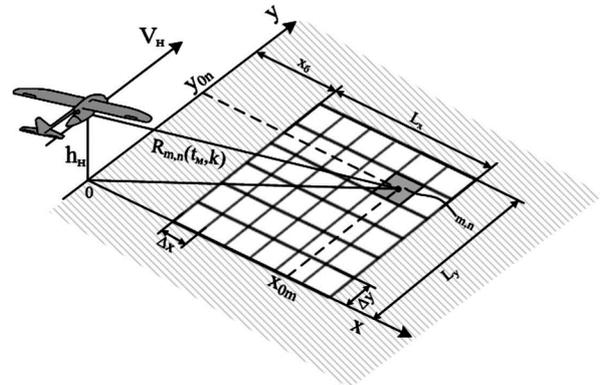


Рис. 2. Геометрия обзора земной поверхности РСА

Результатом перемножения принятого (2) и опорного (1) сигналов в демодуляторе, построенном по схеме квадратурного смесителя, является сигнал разностной частоты, комплексное представление которого описывается выражением

$$\dot{S}_{\text{рм}, m, n}(t_m, k) = A_{m, n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m, n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m - \mu \frac{R_{m, n}(t_m, k)}{c})\right) + \dot{\eta}(t_m, k), \quad (3)$$

где $\dot{\eta}(t_m, k)$ – реализация шума приемного канала на k -м периоде зондирования.

Учитывая, что вклад третьего слагаемого в результирующее значение фазы сигнала (3) в большинстве практических случаев может не учитываться вследствие его незначительности по сравнению с первым и вторым, выражение (3) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k) = \\ = A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right) + \dot{\eta}(t_m, k). \end{aligned} \quad (4)$$

С учетом (4) входной сигнал АЦП можно представить как сумму демодулированных эхо-сигналов всех $N_x \times N_y$ фацет в пределах зоны обзора РСА

$$\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k) = \sum_m \sum_n \dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k). \quad (5)$$

Анализ качества РЛИ, сформированных при использовании различных вариантов реализации алгоритма ВРА

С учетом принятой модели сигнала задачу процедуры синтеза РЛИ можно сформулировать как задачу формирования оценок амплитуд эхо-сигналов всех отражателей в зоне обзора РСА. Подход к ее решению, лежащий в основе работы всех вариантов алгоритма ВРА, состоит в двумерной согласованной фильтрации суммарного эхо-сигнала (5), выполняемой по отдельности для каждого m, n -го отражателя в зоне обзора РСА

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \int_0^{T_m} \dot{S}_{\Sigma}(t_m, k) \dot{S}_{\text{оп}1_{m,n}}(t_m, k) dt_m \right|, \quad (6)$$

$$\dot{S}_{\text{оп}1_{m,n}}(t_m, k) = \exp\left(-j \frac{4\pi R_{m,n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right). \quad (7)$$

Опорная функция (7) представляет собой сигнал с единичной амплитудой и фазой, соответствующей взятой с противоположным знаком фазе демодулированного эхо-сигнала m, n -го отражателя (4).

После преобразования в цифровую форму общее количество комплексных отсчетов демодулированного сигнала (5), регистрируемых в течение интервала синтеза, составляет KN_s , где $N_s = F_s T_m$ – длина выборки отсчетов, регистрируемой в течение отдельного периода модуляции, F_s – частота дискретизации АЦП. Так как общее количество отсчетов опорной функции соответствует этому же значению, то вычисление (6) для всех отсчетов выходного РЛИ требует выполнения как минимум $KN_s \times N_x \times N_y$ операций комплексного умножения. Учитывая, что типовая длина выборки N_s составляет $(1...5) \times 10^4$, количество зондирований K на интервале синтеза – $(1...5) \times 10^3$, количество отсчетов выходного РЛИ при субметровом разрешении – $10^6...10^7$, то полное количество операций комплексного умножения составляет около $10^{13}...10^{15}$, следствием чего является значительная продолжительность процедуры синтеза даже при использовании высокопроизводительных вычислительных средств.

Значительное сокращение вычислительных затрат может быть достигнуто за счет предварительного сжатия сигнала $\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k)$ по дальности [9]. Алгоритм фор-

мирования РЛИ в этом случае включает три основных этапа.

На первом этапе формируется двумерный дальностный портрет зоны обзора путем вычисления преобразования Фурье от сигнала (5) в каждом k -м периоде модуляции

$$\dot{S}_{\Sigma}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k)\} = \sum_m \sum_n \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\}, \quad (8)$$

где $\mathcal{F}\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье.

Если принять, что расстояние между РСА и m, n -м отражателем в течение k -го периода модуляции не изменяется, т.е. $R_{m,n}(t_m, k) = R_{m,n}(0, k)$ (так называемая модель stop-and-go [9]), то выражение (4) можно переписать в виде

$$\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k) = A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(0, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right) + \quad (9)$$

$$\begin{aligned} + \dot{\eta}(t_m, k) = A_{m,n} \exp\left(j 2\pi \left(\frac{2f_0 R_{m,n}(0, k)}{c} + \right. \right. \\ \left. \left. + f_{R_{m,n}}(k) t_m\right)\right) + \dot{\eta}(t_m, k), \end{aligned}$$

где $f_{R_{m,n}}(k) = 2\mu R_{m,n}(0, k)/c$ – разностная (дальностная) частота демодулированного эхо-сигнала, определяемая расстоянием между m, n -м отражателем и носителем в начале k -го периода модуляции и обуславливающая миграцию отметок по дальности от зондирования к зондированию.

С учетом (9) выражение для сжатого по дальности эхо-сигнала отдельного m, n -го отражателя $\dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\}$ без учета шума приемника примет вид

$$\dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\} = \frac{A_{m,n}}{\sqrt{2\pi}} \times \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \times \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \int_0^{T_m} \exp(j 2\pi (f_{R_{m,n}}(k) - f) t_m) dt_m = \\ = \frac{A_{m,n} T_m}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \text{sinc}(\pi T_m (f_{R_{m,n}}(k) - f)) \times \\ \times \exp(j \pi T_m (f_{R_{m,n}}(k) - f)). \end{aligned}$$

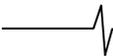
На втором этапе для каждого m, n -го отражателя формируются выборки отсчетов траекторного сигнала

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{тс}m,n}(k) = \dot{S}_{\Sigma}(f, k) \Big|_{f=f_{R_{m,n}}(k)} = \\ = \frac{A_{m,n} T_m}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right). \end{aligned} \quad (11)$$

На третьем этапе рассчитываются значения комплексных отсчетов выходного РЛИ путем суммирования всех K отсчетов сформированного вектора (11), предварительно умноженных на соответствующие k -е отсчеты опорной функции $\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k)$

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс}m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) \right|, \quad (12)$$

$$\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) = \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right). \quad (13)$$



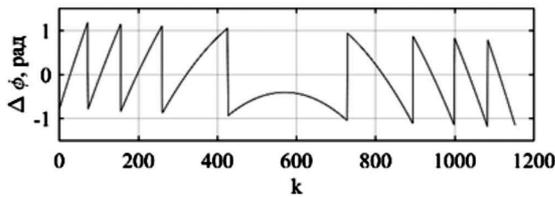
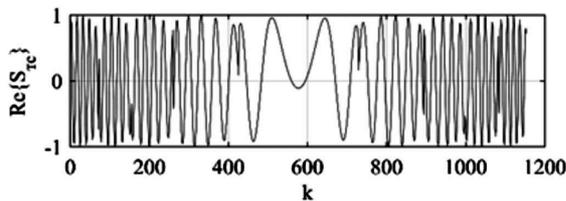
Количество операций комплексного умножения, необходимое для реализации алгоритма ВРА в соответствии (8-13), составляет $K \times N_x \times N_y + (KN_s/2) \log_2 N_s$, что практически в N_s раз меньше по сравнению с реализацией алгоритма на основе (6) и (7).

На практике обработка сигналов осуществляется в цифровом виде, а формирование дальностного портрета (8) – путем выполнения операции быстрого преобразования Фурье (БПФ). Выборка траекторного сигнала (11) в этом случае осуществляется из дальностного портрета с конечным числом отсчетов. Индекс отсчета b для каждого k и соответствующая ему частота $f_b(k)$ определяются как

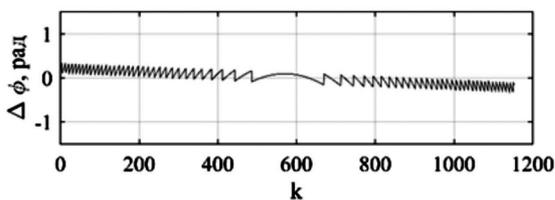
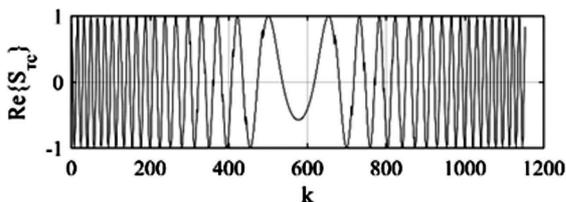
$$b_{m,n}(k) = \text{round}[f_{R_{m,n}}(k)/\Delta f_R], \quad (14)$$

$$f_{b_{m,n}}(k) = b_{m,n}(k)\Delta f_R, \quad (15)$$

где $\text{round}[\cdot]$ – оператор округления до ближайшего целого числа; $\Delta f_R = 1/(T_M K_{\text{ЧИ}})$ – шаг изменения дальностной частоты.



а) $K_{\text{ЧИ}} = 1$



б) $K_{\text{ЧИ}} = 8$

Рис. 3. Вид сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{rc}\}$ ($x_0 = 550$ м, $y_0 = 50$ м) и фазы $\Delta\varphi(k)$

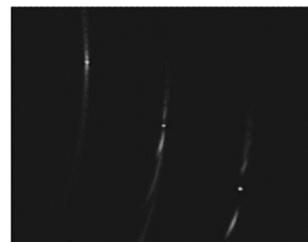
Дискретный характер дальностного портрета обуславливает появление скачков фазы в траекторном сигнале (11) в моменты изменения величины $b(k)$ (рис. 4), что приводит к увеличению интегрального уровня боковых лепестков (ИУБЛ) [6] отметки точечного отражателя (ТО) на РЛИ. Одним из способов уменьшения величины

скачков фазы и, как следствие, снижения ИУБЛ, является частотная интерполяция (ЧИ) дальностного портрета, осуществляемая путем $K_{\text{ЧИ}}$ -кратного дополнения нулевыми отсчетами выборки сигнала $\dot{S}_{rc}(t_m, k)$ перед выполнением процедуры БПФ. На рис. 3 показан вид действительной части сигнала (11) и остаточной фазы $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп2}}(k)S_{rc}^*(k))$ при различных $K_{\text{ЧИ}}$.

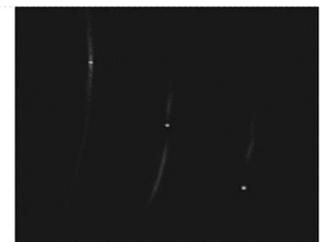
Отметки ТО на РЛИ, сформированных с использованием MATLAB (ЭВМ Intel Core i5-3,7 ГГц, 8 ГБ ОЗУ), для различных $K_{\text{ЧИ}}$ представлены на рис. 4, а соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования РЛИ – в табл. 1.

Таблица 1 – Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 4)

Коэффициент ЧИ	ИУБЛ, %	$t_{\text{вып}}, \text{с}$
1x	29	5,6
2x	6,74	8,0
4x	0,70	11,5
8x	0,22	21,2
16x	0,09	63,7



а) $K_{\text{ЧИ}} = 1$



б) $K_{\text{ЧИ}} = 2$



в) $K_{\text{ЧИ}} = 4$



г) $K_{\text{ЧИ}} = 8$

Рис. 4. РЛИ точечных отражателей ($f_0 = 1,2$ ГГц, $\Delta f_c = 180$ МГц, $T_M = 1,7$ мс, $T_c = 2$ с, $F_s = 12$ МГц, $L_x = 200$ м, $L_y = 190$ м, $\Delta x = \Delta y = 1$ м) $x_{01} = 550$ м, $y_{01} = 50$ м, $x_{02} = 600$ м, $y_{02} = 0$ м, $x_{03} = 650$ м, $y_{03} = -50$ м), сформированные алгоритмом (8-13)

Анализ изображений, приведенных на рис. 4, и данных табл. 1 показывает, что для формирования качественных РЛИ необходимо выбирать $K_{\text{ЧИ}} > 4$, что пропорционально увеличивает объем памяти вычислительного устройства, требуемый для хранения комплексного дальностного портрета. Так, например, при $K = 1176$, $N_s = 10125$, $K_{\text{ЧИ}} = 8$ и представлении комплексных чисел в формате одинарной точности (восемь байт на отсчет) $N_6 = 8$ требуемый объем памяти составляет $K \times N_s \times K_{\text{ЧИ}} \times N_6 \approx 1,8$ Гб.

Модификация алгоритма ВРА, обеспечивающая повышение качества формируемых РЛИ при меньших вычислительных затратах и требованиях к объему памяти

Уменьшение ИУБЛ и повышение качества формируемых РЛИ может быть достигнуто не только за счет увеличения $K_{\text{чи}}$, но и за счет устранения скачков фазы в сигнале (11) путем предварительного перемножения выборки траекторного сигнала $\dot{S}_{\text{тс},m,n}(k)$ с корректирующим сигналом вида $\dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) = \exp(j\Delta\varphi_{m,n}(k))$. Величина $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ определяется разностью частот $f_{b,m,n}(k)$ и $f_{R,m,n}(k)$, а также крутизной $\mu_{\varphi} = -\pi T_m$ фазочастотного спектра простого радиоимпульса длительностью T_m . (рис. 5)

$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \mu_{\varphi} (f_{R,m,n}(k) - f_{b,m,n}(k)). \quad (16)$$

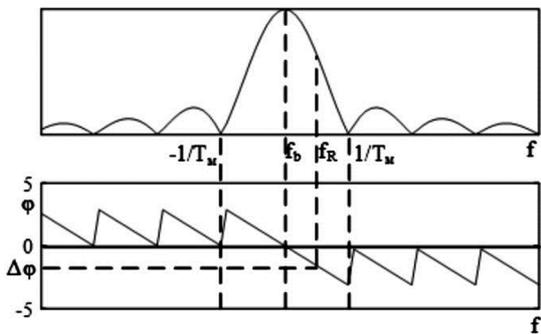


Рис. 5. К определению ошибки фазы $\Delta\varphi$

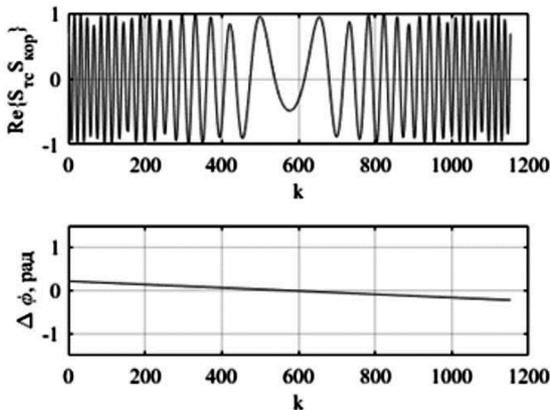


Рис. 6. Вид сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}}\dot{S}_{\text{кор}}\}$ и ошибки

фазы $\Delta\varphi$ ($x_0 = 550 \text{ м}$, $y_0 = 50 \text{ м}$) при $K_{\text{чи}} = 1$

С учетом (17) оценка амплитуд отсчетов выходного РЛИ осуществляется как

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс},m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2,m,n}(k) \dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) \right|. \quad (17)$$

Вид действительной части комплексного сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}}\dot{S}_{\text{кор}}\}$ и остаточной фазы $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп}2} S_{\text{тс}}^* \dot{S}_{\text{кор}})$ после его умножения на $\dot{S}_{\text{оп}2}$ представлены на рис. 6, а фрагменты РЛИ ТО, сформированных в соответствии с (17) при различных $K_{\text{чи}}$, показаны на рис. 7. В табл. 2 приведены соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования РЛИ. Их сравнение со значениями, при-

веденными в табл. 1, показывает, что коррекция (16), (17) обеспечивает снижение ИУБЛ до той же величины при значительно меньших значениях $K_{\text{чи}}$. Так, например, при наличии скачков фазы приемлемая величина ИУБЛ (около 0,7 %) достигается при $K_{\text{чи}} = 4$. При их устранении соизмеримое значение ИУБЛ, равное 0,67 %, достигается уже при $K_{\text{чи}} = 2$ с одновременным уменьшением времени формирования РЛИ на 23 % и двукратным снижением требуемого объема памяти.

Таблица 2 – Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 7)

Коэффициент ЧИ	ИУБЛ, %	$t_{\text{вып}}$, с
1x	2,62	6,9
2x	0,67	8,8
4x	0,12	12,7
8x	0,07	22,6
16x	0,06	71,3

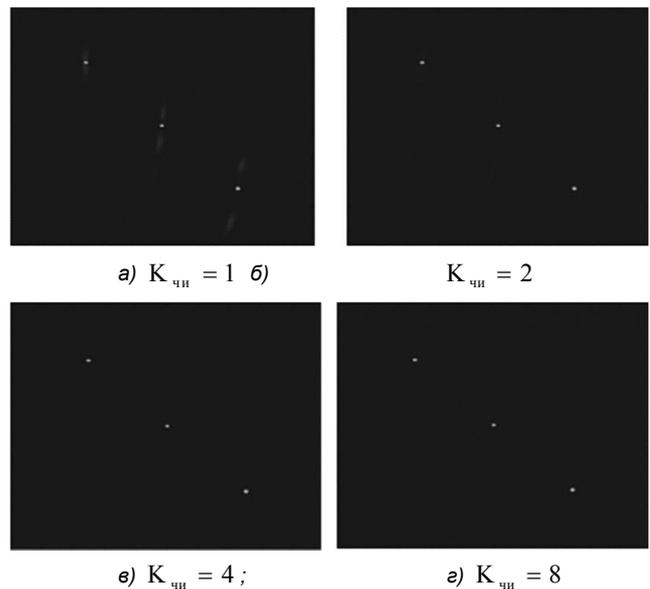


Рис. 7. Радиолокационные изображения точечных отражателей с учетом коррекции ошибки фазы

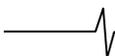
Учет движения носителя РСА в течение периода модуляции

Из анализа зависимости $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ (рис. 6) следует, что после устранения скачков фаз в траекторном сигнале остается нескомпенсированный фазовый набег, характер которого близок к линейному. Наличие этого набега обусловлено отсутствием учета движения носителя в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала при расчете опорной функции (13). Его компенсацию несложно выполнить путем дополнительного умножения (17) на корректирующий сигнал $\dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) = \exp(-j\Delta\varphi_{m,n}(k))$, то есть

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс},m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2,m,n}(k) \dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) \dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) \right|, \quad (18)$$

$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \arg \left(\dot{S}_{\text{оп}2,m,n}^*(k) \int_0^{T_m} \dot{S}_{\text{оп}1,m,n}(t, k) \exp(-j2\pi ft) dt \right). \quad (19)$$

Практически линейный характер зависимости $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ позволяет избежать необходимости дополни-

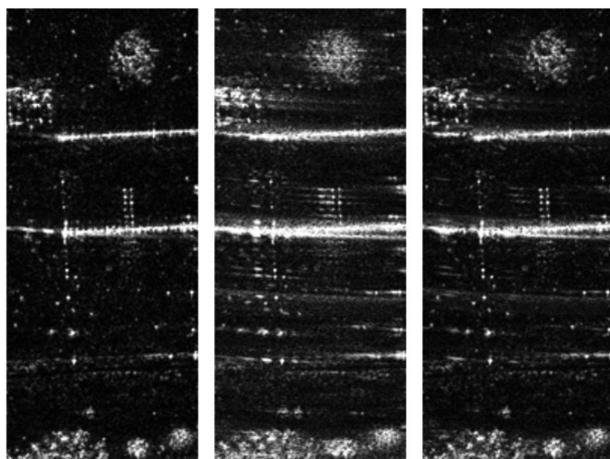


тельных вычислительных затрат на интегрирование (19) за счет использования аппроксимации вида

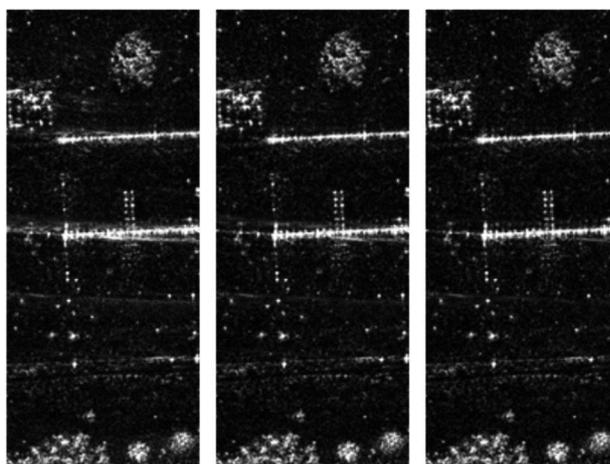
$$\Delta\varphi'_{m,n}(k) = k\Delta\varphi_{\max}/K + \Delta\varphi_{m,n}(0), \quad (20)$$

где $\Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi_{m,n}(K) - \Delta\varphi_{m,n}(0)$.

Эффект от наличия нескомпенсированного линейного фазового набега $\Delta\varphi_{m,n}(k)$, или, иначе, от наличия дополнительного частотного сдвига траекторного сигнала $\Delta f_{\text{дсм}} = \Delta\varphi_{\max}/(2\pi T_c)$, состоит в смещении отметки ТО по координате путевой дальности на величину $\Delta y_{\text{см}} \approx \Delta f_{\text{дсм}} x_0 \lambda_0 / (2V_n)$ [6]. Так, например, при $\Delta\varphi_{\max} = 0,5$ рад и $T_c = 2$ с значение $\Delta f_{\text{дсм}}$ составляет около 0,04 Гц, то есть при данных условиях съемки его величина на порядок меньше разрешающей способности по доплеровской частоте $\delta f_d = 1/T_c = 0,5$ Гц.



а) $K_{\text{чн}} = 1$ б) $K_{\text{чн}} = 1$ в) $K_{\text{чн}} = 2$



г) $K_{\text{чн}} = 4$ д) $K_{\text{чн}} = 8$ е) $K_{\text{чн}} = 16$

Рис. 8. Радиолокационные изображения, сформированные РСА НИ С-диапазона с коррекцией ошибки фазы: а) и без коррекции ошибки фазы: б) в) д) е)

На рис. 8 приведены фрагменты РЛИ дачного поселка (51,784420°N; 39,189338°E), сформированные по результатам обработки сигнала, зарегистрированного РСА НИ С-диапазона с борта беспилотного летательного аппарата «Мерлин-21Б» (разработчик АО «НИИ СТТ») [5]. Характеристики сигнала и условий съемки приведены в табл. 3.

Таблица 3 – Характеристики сигнала и условий съемки

Характеристика	Значение
Ширина спектра сигнала Δf_c	475 МГц
Период модуляции T_m	1,3 мс
Частота дискретизации АЦП F_s	24 МГц
Скорость полета V_n	108 км/ч
Высота полета h_n	202 м
Размеры кадра РЛИ $L_x \times L_y$	200 м × 200 м
Шаг пикселя (размеры facets) $\Delta x \times \Delta y$	0,25 м × 0,25 м
Удаление ближней границы кадра x_0	1100 м
Длительность интервала синтезирования T_c	3 с

Нетрудно заметить, что визуальное качество РЛИ, сформированного алгоритмом ВРА без коррекции ошибки фазы, сопоставимое с качеством РЛИ, сформированного модифицированной версией алгоритма, достигается лишь при восьмикратной частотной интерполяции дальностного портрета.

Заключение

Таким образом, предложенная реализация алгоритма ВРА в реальных условиях обеспечивает формирование высококачественных радиолокационных изображений при существенном снижении требований к быстродействию (более трех раз) и объему памяти (в восемь и более раз) вычислительного устройства по сравнению с известной за счет исключения этапа интерполяции двумерного дальностного портрета. В основном это достигается благодаря тому, что при расчете опорной функции учитываются тонкие особенности функции фазовой модуляции траекторного сигнала, обусловленные дискретным характером его представления в памяти. Также показано, что при использовании в качестве зондирующего непрерывного линейно-частотно-модулированного сигнала является необходимым включение в процесс обработки дополнительного этапа компенсации частотного сдвига траекторного сигнала, обусловленного перемещением носителя в течение отдельного зондирования.

Литература

1. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю. Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. № 3. С. 24-28.
2. Болкунов А.А., Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В. К вопросу оценки радиолокационной заметности вооружения, военной и специальной техники с применением беспилотных летательных аппаратов // Военная мысль. 2017. № 9. С. 70-73.
3. Sandia National Laboratories [Электронный ресурс] // URL: <http://www.sandia.gov> (дата обращения: 04.04.2018).
4. ImSAR LLC [Электронный ресурс] // URL: <http://www.imsar.com> (дата обращения: 04.04.2018).
5. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / под общ. ред. М.М. Пенькова. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2015. Вып. 11. С. 237-242.
6. Школьный Л.А. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
7. Duersch M. Backprojection for Synthetic Aperture Radar. Thesis for Ph.D. Brigham Young University, 2013.
8. Duersch M., Long D. Analysis of time-domain back-projection for stripmap SAR // International Journal of Remote Sensing, 2015. Vol. 36, No. 8, pp. 2010–2036.
9. Doerry A. Basics of Backprojection Algorithm for Processing Synthetic Aperture Radar Images. Sandia National Laboratories, 2016.