



УДК 621.396.96
ГРНТИ 47.49.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСАХ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А.С. ЛАГОВСКИЙ, доктор технических наук

АО «РТИ имени академика А.Л. Минца» (г. Москва)

С.А. ЛЕПЕШКИН, кандидат технических наук, доцент

АО «РТИ имени академика А.Л. Минца» (г. Москва)

Н.П. МУРАВЬЕВ

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Л.Б. РЯЗАНЦЕВ, доктор технических наук, доцент

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

В статье **рассмотрены** модели сигналов, учитывающие особенности построения приемопередающего тракта наземных радиолокационных комплексов. **Представлена** методика обоснования параметров сигналов для реализации режима формирования радиолокационных изображений космических объектов методом инверсного синтезирования апертуры антенны при наличии неоднозначностей в измерениях дальности и скорости. **Обоснован** способ формирования радиолокационных изображений, обеспечивающий получение субметровой разрешающей способности при невысоких вычислительных затратах. **Приведены** результаты моделирования процесса формирования радиолокационных изображений в среде Simulink, а также рекомендации по выбору космических объектов для проведения экспериментальной проверки разработанной методики и способа на существующих радиолокационных комплексах. **Показаны** результаты экспериментальной проверки способа на многофункциональном разведывательно-информационном комплексе. **Определены** дальнейшие направления исследований.

Ключевые слова: радиолокационный комплекс, инверсное синтезирование апертуры, космические объекты, Simulink, радиолокационные изображения, цифровая обработка сигналов.

Введение. Одним из направлений совершенствования радиолокационных систем является расширение их возможностей по идентификации аэродинамических и космических целей и объектов. К числу признаков можно отнести: величину и характер флуктуаций эффективной площади отражения, характер изменения траектории движения, доплеровские портреты и спектральные характеристики отраженных сигналов, радиолокационные изображения и т.д. Развитие методов радиолокации на сегодняшний день позволяет получать радиолокационные изображения (РЛИ) целей с высоким разрешением (доли...единицы метров) на дальностях в несколько сотен [1, 2], тысяч и даже сотен тысяч километров [3], которые сопоставимы по качеству с оптическими изображениями, а в отличие от оптических могут быть получены независимо от наличия метеообразований и условий естественной освещенности [4, 5]. Высокое пространственное разрешение при формировании РЛИ достигается, во-первых, применением широкополосных сигналов, ширина спектра которых благодаря развитию электроники может достигать нескольких сотен мегагерц, а, во-вторых, применением принципов инверсного синтезирования апертуры антенны за счет движения цели и длительного когерентного накопления сигналов [6, 7].

Несмотря на значительное количество трудов, направленных на решение задач получения РЛИ целей, обоснование параметров сигналов и структуры алгоритмов применительно к



конкретному типу РЛС является отдельной непростой задачей, связанной с компромиссным поиском подходов к обработке, обусловленных аппаратными особенностями РЛС.

Таким образом, **целью работы** является разработка методики обоснования параметров сигналов РЛС и способа их обработки для реализации режима формирования РЛИ космических объектов методом инверсного синтезирования апертуры антенны, а также определение требований к условиям наблюдения объектов.

Структурная схема РЛС и модели сигналов. Структуру построения РЛС можно представить в упрощенном виде, достаточным для обоснования требований к параметрам сигналов и способам формирования РЛИ (рисунок 1). Структура представляет собой РЛС с непрерывным линейным частотно-модулированным излучением, в которой демодуляция принятого широкополосного сигнала осуществляется путем перемножения с задержанной его копией, что существенно позволяет снизить требования к цифровой части по объему оцифровываемых данных и производительности вычислителя при реализации высокой (субметровой) разрешающей способности.

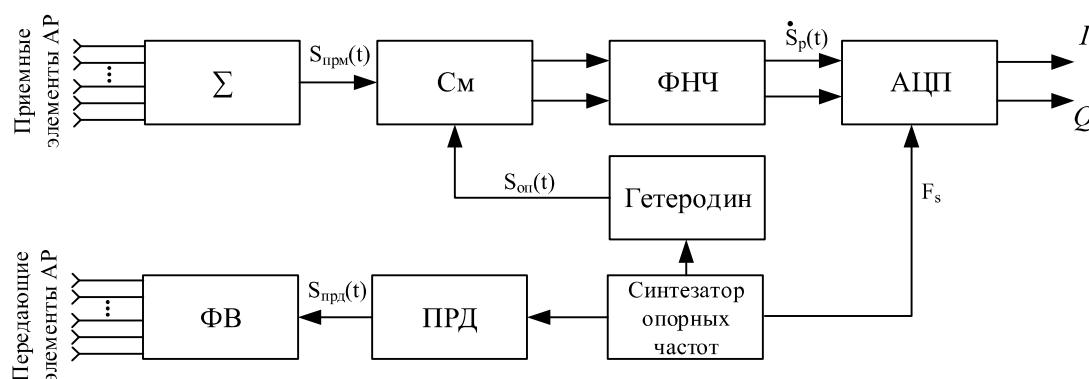


Рисунок 1 – Упрощенная структурная схема РЛС: ФВ – блок фазовращателей; Σ – суммирующее устройство; См – квадратурный смеситель; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – двухканальный аналого-цифровой преобразователь; ПРД – передающее устройство

Блок синтезатора частот формирует опорные частоты для элементов приемно-передающего тракта. Блок фазовращателей и суммирующее устройство осуществляют формирование диаграмм направленности приемной и передающей антенн, а также управление их положением в пространстве.

Передающее устройство формирует зондирующий сигнал, который после усиления излучается в пространство. В качестве зондирующего наиболее целесообразно применение симметричного сигнала с линейной частотной модуляцией. Параметры зондирующего сигнала характеризуются периодом модуляции T_m , периодом повторения T_n , начальной частотой f_0 и шириной спектра (девиацией) Δf_c (рисунок 2).

В этом случае сигнал, формируемый передатчиком в течение отдельного периода зондирования, имеет вид

$$S_{прд}(t_m) = \begin{cases} \cos\left(2\pi\left(f_0 t_m + \frac{\mu t_m^2}{2}\right) + \psi_0\right), & t_m \in [0, T_m], \\ \cos(2\pi f_0 t_m + \psi_0), & t_m \notin [0, T_m] \end{cases} \quad (1)$$

где $\mu = \Delta f_c / T_m$ и ψ_0 – скорость изменения частоты (крутизна ЛЧМ) и начальная фаза сигнала соответственно.



Отраженный от точечного отражателя (объекта) сигнал на входе приемника РЛС непрерывного излучения (НИ) на k -ом зондировании описывается выражением

$$S_{\text{прм}}(t_m, k) = A_{\text{мо}} \cos \left(2\pi \left(f_0(t_m - \tau_3(t_m, k)) + \frac{\mu(t_m - \tau_3(t_m, k))^2}{2} \right) + \psi_0 \right), \quad (2)$$

где $A_{\text{мо}} \sim \sqrt{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_u / ((4\pi)^3 R_{\text{мо}}^4 L_n)}$ – амплитуда эхо-сигнала; $P_{\text{прд}}$ – средняя мощность зондирующего сигнала; $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно; $\lambda = c/f_0$; σ_u – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели; L_n – суммарные потери в антенно-фидерном тракте и на трассе распространения радиоволн; $\tau_3(t_m, k)$ – закон изменения времени запаздывания эхо-сигнала между фазовым центром антенн РЛС и отражателем соответственно; c – скорость света.

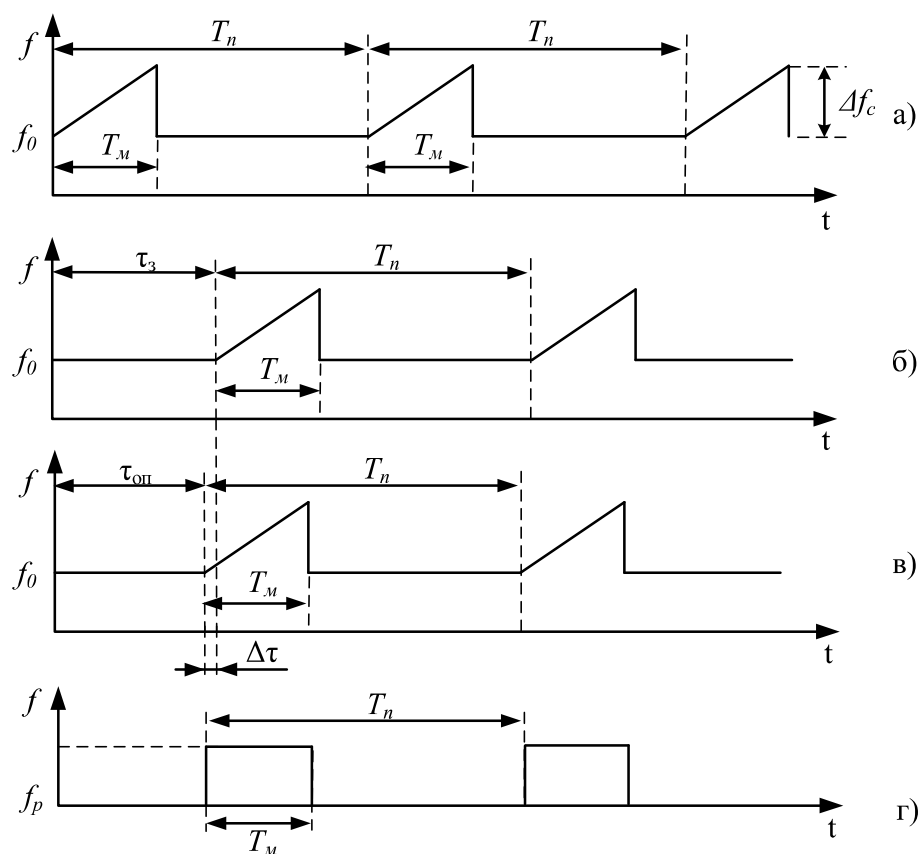


Рисунок 2 – Частотно-временные зависимости сигналов приемо-передающего тракта РЛС: излученный сигнала (а), принятый сигнал от цели (б), опорный сигнал (в), сигнал разностной частоты (г)

Переменная t_m характеризует так называемое «быстрое» время, т.е. время в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала, а произведение kT_m – «медленное», то есть временные отсчеты с интервалом, равным периоду модуляции. Общая продолжительность интервала облучения цели при этом определяется как $t = t_m + kT_m$.



В качестве опорного сигнала выступает сигнал $S_{\text{прд}}(t_m)$, задержанный на время $\tau_{\text{он}}$, выбираемое из условий наблюдения цели

$$S_{\text{он}}(t_m) = \begin{cases} \cos \left(2\pi \left(f_0(t_m - \tau_{\text{он}}) + \frac{\mu(t_m - \tau_{\text{он}})^2}{2} \right) + \psi_0 \right), & t_m \in [0, T_m] \\ \cos(2\pi f_0(t_m - \tau_{\text{он}}) + \psi_0), & t_m \notin [0, T_m] \end{cases} \quad (3)$$

Результатом перемножения принятого (2) и опорного (3) сигналов в демодуляторе, представляющем собой квадратурный смеситель, является сигнал разностной частоты, комплексное представление которого в отдельном периоде модуляции описывается выражением

$$\dot{S}_p(t_m, k) = A_{\text{мо}} \exp \left(j 2\pi \left((\tau_s - \tau_{\text{он}}) f_0 + (\tau_s - \tau_{\text{он}}) \mu t_m - \frac{\mu(\tau_s^2 + \tau_{\text{он}}^2)}{2} \right) \right) \quad (4)$$

Принимая во внимание, что задержка сигнала τ_s связана с дальностью до цели R_u выражением $\tau_s(t_m, k) = 2R_u(t_m, k)/c$, а также связав время задержки опорного сигнала $\tau_{\text{он}}$ с ближней границей зоны обзора R_0 выражением $\tau_{\text{он}} = 2R_0/c$ запишем

$$\dot{S}_p(t_m, k) = A_{\text{мо}} \exp \left(j \frac{4\pi(R_u(t_m, k) - R_0)}{c} \left(f_0 + \mu t_m - \frac{2\mu(R_u(t_m, k)^2 + R_0^2)}{c(R_u(t_m, k) - R_0)} \right) \right) \quad (5)$$

или принимая во внимание малость третьего слагаемого выражения (5) по сравнению с другими (в знаменателе c^2) окончательно запишем

$$\dot{S}_p(t_m, k) = A_{\text{мо}} \exp \left(j \frac{4\pi(R_u(t_m, k) - R_0)}{c} (f_0 + \mu t_m) \right) \quad (6)$$

Первое слагаемое определяет доплеровскую частоту, второе – дальностную.

Методика обоснования параметров сигналов РЛС. Параметры сигналов РЛС определяются информационными требованиями и условиями наблюдения целей (рисунок 3). Так ширина спектра сигнала определяется требуемой разрешающей способностью по наклонной дальности Δr

$$\Delta f = \frac{c}{2\Delta r}, \quad (7)$$

а время когерентного накопления сигналов T_c – требуемой разрешающей способностью по поперечной дальности $\Delta \ell$, величиной угла места α и скоростью цели V_u

$$T_c = \frac{R_u \lambda}{2V_u \Delta \ell \sin \alpha} \quad (8)$$

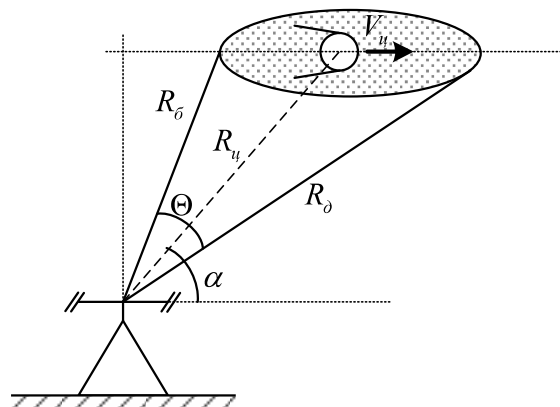


Рисунок 3 – Геометрия наблюдения цели

Дальность до цели определяется углом места α и высотой орбиты (рисунок 4б)

$$R_u = \sqrt{R_3^2 + (R_3 + H)^2 - 2(R_3 + H)R_3 \cos(\alpha_u)}, \quad (9)$$

где $\alpha_u = \frac{\pi}{2} - \alpha - \arcsin\left(\frac{R_3}{R_3 + H} \cos(\alpha)\right)$.

Следует отметить, что достижимое время когерентного накопления сигналов при неподвижном луче диаграммы направленности и круговой орбите цели не превысит значения (рисунок 3)

$$T_{\max} = \frac{L}{V_u}, \quad (10)$$

где $L = (R_3 + H)(\alpha_2 - \alpha_1)$ – длина дуги окружности, которая соответствует пути цели при пересечении диаграммы направленности антенны; $R_3 = 6371$ км – радиус Земли;

H – высота орбиты цели; $\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{\Theta}{2} - \arcsin\left(\frac{R_3}{R_3 + H} \cos\left(\alpha + \frac{\Theta}{2}\right)\right)$;

$$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \alpha + \frac{\Theta}{2} - \arcsin\left(\frac{R_3}{R_3 + H} \cos\left(\alpha - \frac{\Theta}{2}\right)\right).$$

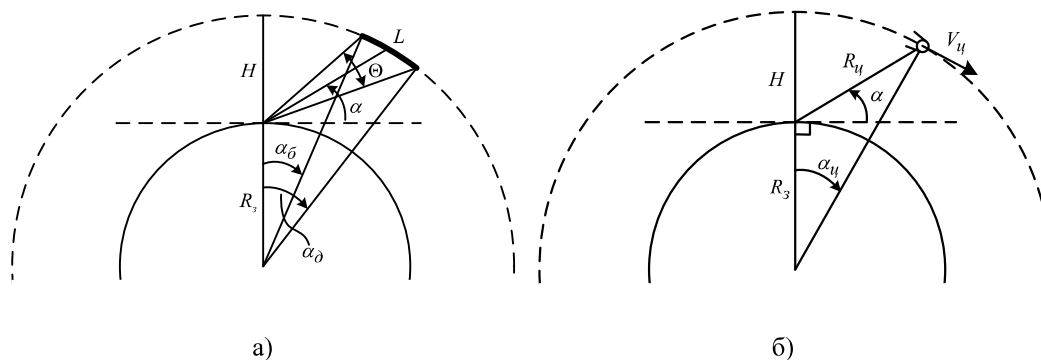


Рисунок 4 – К определению L и α_u



То есть должно выполняться условие

$$T_c \leq T_{\max}. \quad (11)$$

Период повторения зондирующих импульсов выбирается исходя из требований по однозначной оцифровке спектра доплеровских частот в течение времени наблюдения цели. Ширина спектра доплеровских частот определяется как

$$\Delta f_d = f_{d\max} - f_{d\min}, \quad (12)$$

где $f_{d\max} = 2V_{r\max}/\lambda$; $f_{d\min} = 2V_{r\min}/\lambda$; $V_{r\max} = V_y \cos\left(\alpha_\delta + \alpha + \frac{\Theta}{2}\right)$ и $V_{r\min} = V_y \cos\left(\alpha_\delta + \alpha - \frac{\Theta}{2}\right)$ – максимальная и минимальная радиальная скорость цели в течение времени ее наблюдения; $V_y = \sqrt{GM/(R_z + H)}$ – скорость цели при круговой орбите; $G = 6,6740831 \cdot 10^{-11}$ – гравитационная постоянная; $M = 5,97 \cdot 10^{24}$ – масса Земли.

Период повторения при квадратурной оцифровке сигнала разностной частоты выбирается исходя из выполнения требований по однозначной оцифровке спектра доплеровских частот

$$T_n' \leq \frac{1}{\Delta f_d}. \quad (13)$$

В то же время, значение периода повторения должно обеспечивать такие условия наблюдения цели, при которых отраженный сигнал поступает на вход приемного устройства в моменты времени между излучениями зондирующих сигналов вне слепых зон (рисунок 2б). То есть T_n должно выбираться в пределах интервала

$$T_n \in (T_{n\min}, T_{n\max}), \quad (14)$$

где $T_{n\max} = \tau_z / \left(\text{ceil}(\tau_z/T_n') + 1/q\right)$; $T_{n\min} = \tau_z / \left(\text{ceil}(\tau_z/T_n') + 1 - 1/q\right)$; q – скважность зондирующих импульсов; $\text{ceil}(x)$ – оператор округления x до ближайшего целого в большую сторону.

Период модуляции зондирующего сигнала определяется как

$$T_m = \frac{T_n}{q}. \quad (15)$$

Время формирования опорного сигнала τ_{on} (рисунок 2в) должно выбираться с тем расчетом, чтобы значения разностных частот при приеме эхо-сигналов цели, находящейся в диаграмме направленности, были не менее минимального значения разностной частоты $f_{p\min}$, определяемой минимальной частотой полосы пропускания усилителей промежуточной частоты и видеусилителей приемника перед АЦП. То есть

$$\tau_{on} = \frac{2R_\sigma}{c} - \Delta\tau, \quad (16)$$

где $\Delta\tau = f_{p\min}/\mu$; $\mu = \Delta f_c/T_m$ – скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала.



Частота оцифровки сигнала разностной частоты определяется как

$$F_s \geq \frac{2\mu}{c} \left(R_o - R_\sigma + \frac{2\Delta\tau}{c} \right). \quad (17)$$

Обоснование способа формирования РЛИ. В общем случае с учетом принятой модели сигнала (6) на выходе приемного устройства РЛС задачу процедуры синтеза РЛИ можно сформулировать как задачу формирования оценок амплитуд эхо-сигналов всех отражателей (элементов разрешения) в зоне обзора РЛС [8]. Для этого зарегистрированный в течение интервала синтезирования сигнал (6) представляется в виде матрицы с количеством строк, равных количеству тактов АЦП за период модуляции $N_s = F_s T_m$, где F_s – частота дискретизации, и количеством столбцов, равным количеству зондирований за время синтезирования N_k (рисунок 5).

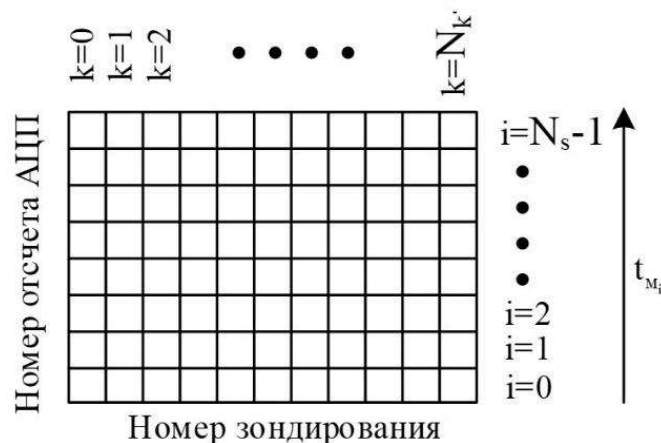


Рисунок 5 – Формирование матрицы зарегистрированного сигнала

Для повышения качества формируемых РЛИ и уменьшения интегрального уровня боковых лепестков (ИУБЛ), как правило, применяется частотная интерполяция, требующая увеличения количества элементов матрицы путем добавления нулевых отсчетов по строкам и столбцам. В этом случае количество элементов в матрице по каждой координате будет иметь значение $N_s = K_{чис} F_s T_m$ и $N_k = K_{чис} \text{int} [T_c / T_m]$ соответственно, где $K_{чис}$ и $K_{чис}$ – коэффициенты частотной интерполяции по столбцам и строкам соответственно. Значения $K_{чис}$ и $K_{чис}$, как правило, выбираются кратными степени двойки для возможности реализации быстрого преобразования Фурье (БПФ). В то же время, при использовании алгоритмов ВРА шаг факетной сетки (рисунок 2б) выбирается исходя из требуемой детализации РЛИ и, в общем случае, значения N_x и N_y могут отличаться от значений N_s и N_k как в большую, так и в меньшую сторону.

Наиболее общий подход к решению задачи оценок амплитуд отражателей, реализуемый в алгоритме прямой свертки, состоит в двумерной согласованной фильтрации элементов матрицы зарегистрированного эхо-сигнала, выполняемой по отдельности для каждого m , n -го отражателя в зоне обзора РСА (для каждого отсчета формируемого РЛИ)

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{S}_\Sigma(i,k) \dot{S}_{on_{m,n}}(i,k) \right|, \quad (18)$$



$$\dot{S}_{om_{m,n}}(i, k) = \exp \left(-j \frac{4\pi R_{m,n}(t_{m_i}, k)}{c} \left(f_0 + \mu t_{m_i} - \mu \frac{R_{m,n}(t_{m_i}, k)}{c} \right) \right), \quad (19)$$

$$R_{m,n}(t_{m_i}, k) = \sqrt{R_s^2 + (R_s + H)^2 - 2R_s^2 (R_s + H)^2 \cos(\alpha_s + \omega_u(t_{m_i} + kT_m))}, \quad (20)$$

где $t_{m_i} = i/F_s$; $\omega_u = \frac{V_u}{R_s + H}$ – угловая скорость движения цели относительно центра Земли.

Опорная функция (19) представляет собой сигнал с единичной амплитудой и фазой, соответствующей фазе демодулированного эхо-сигнала m , n -го отражателя, взятой с противоположным знаком.

В ряде случаев, когда требуется снизить вычислительные затраты на реализацию способа, для формирования РЛИ могут применяться менее ресурсоемкие способы, основанные на различных аппроксимациях и принятых допущениях. В числе таких способов могут использоваться известные субоптимальные способы формирования РЛИ, такие как доплеровского обужения луча, гармонического анализа, способ с коррекцией миграции по дальности, PolarFormat и другие [3, 6, 8].

Моделирование процесса формирования РЛИ в РЛС с инверсным синтезированием апертуры антенны. Моделирование процесса формирования РЛИ и верификация значений параметров сигнала проведены в среде Simulink на разработанной модели.

Модель состоит из следующих блоков:

1) *Блок расчета параметров сигнала.* Реализует расчет временных параметров сигналов в соответствии с (7)–(14).

2) *Передатчик.* Формирует зондирующие сигналы, исходя из значений, определяемых *Блоком расчета параметров сигнала*, а также частотными характеристиками передающего устройства.

3) *Формирователь опорного сигнала.* Формирует опорный сигнал для *Приемника*, исходя из значений, определяемых *Блоком расчета параметров сигнала*, а также частотными характеристиками передающего устройства.

4) *Приемник.* Служит для формирования сигнала разностной частоты, который осуществляется путем перемножения принятого отраженного сигнала от *Цели* и *сформированного опорного сигнала*, а также для переноса сигнала разностной частоты из частотно-временной области в амплитудно-временную, а также выделения квадратурной и синфазной составляющей.

5) *Цель.* Моделирует движение цели.

В результате моделирования работы блоков «передатчик», «формирователь опорного сигнала» и «цель» формируются сигналы, частотно-временные зависимости, параметры которых определены на рисунке 2 и отражены на рисунке 6.

Опорный и принимаемый сигналы поступают в блок «Приемник», где формируются квадратурная и синфазная составляющие сигнала разностной частоты (рисунок 8).

На основе смоделированных сигналов разностной частоты в соответствии с рассчитанными параметрами РЛС и цели проведено формирование РЛИ с использованием алгоритма гармонического анализа. На рисунке 9 представлен вид сигнала, сжатого по дальности, а на рисунке 10 – радиолокационное изображение цели. Моделирование проводилось при следующих исходных данных:

$$f_0 = 1,2 \text{ ГГц}, \Delta f = 200 \text{ МГц}, V_u = 7 \text{ км/с}, \alpha = 80 \text{ град}, q = 3.$$

Цель представляет собой точечный объект, движущийся по круговой орбите с высотой 600 км.

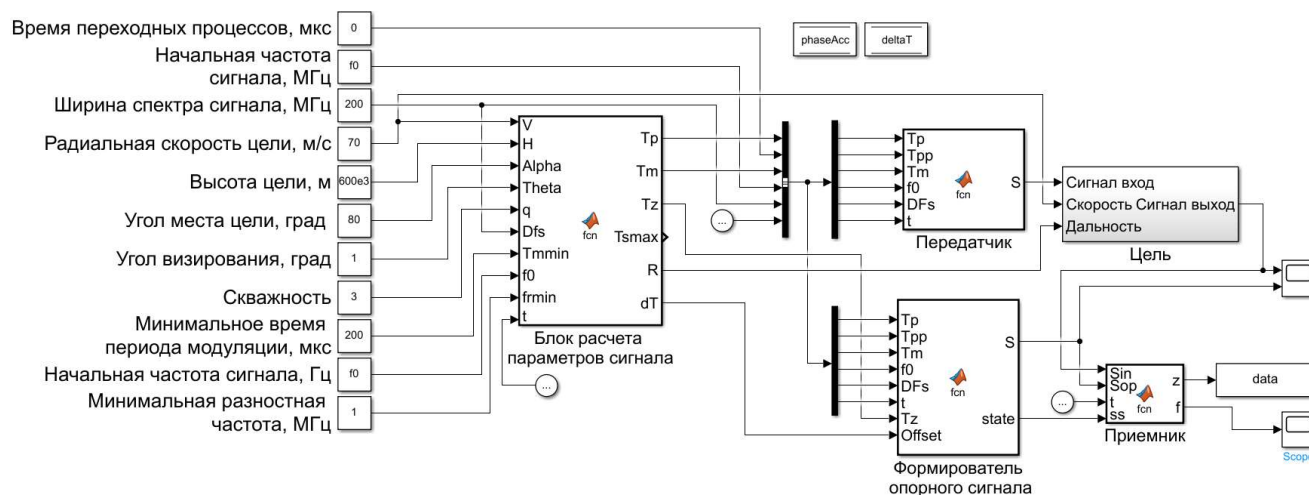


Рисунок 6 – Схема модели РЛС в Simulink

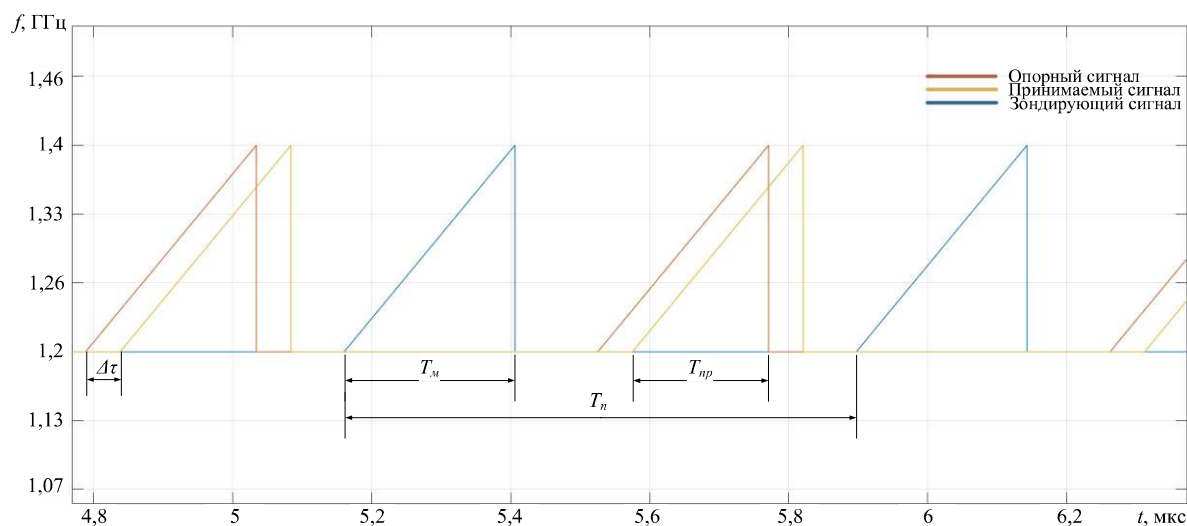


Рисунок 7 – Результат моделирования частотно-временных зависимостей сигналов приемо-передающего тракта РЛС

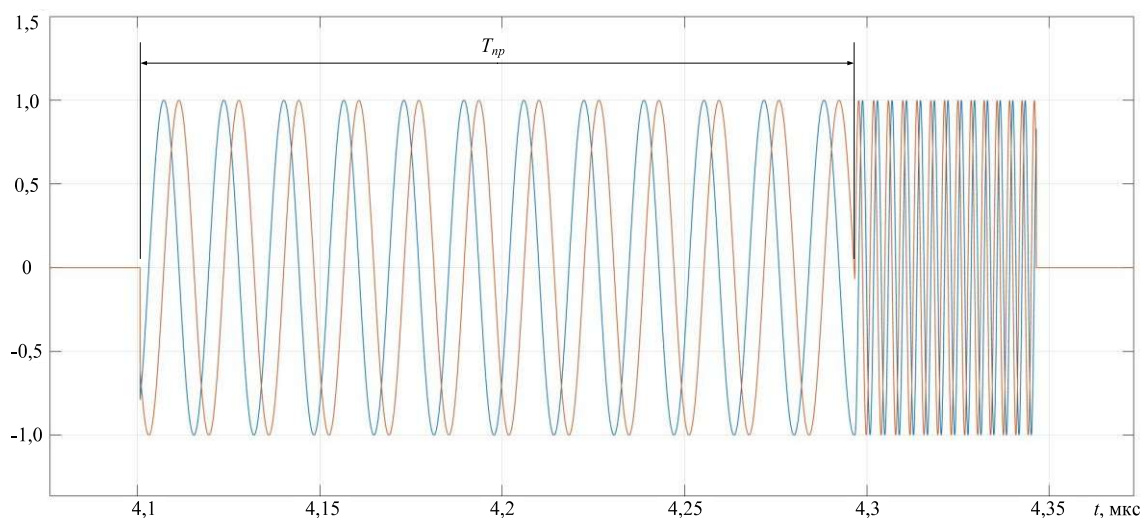


Рисунок 8 – Результирующий сигнал разностной частоты

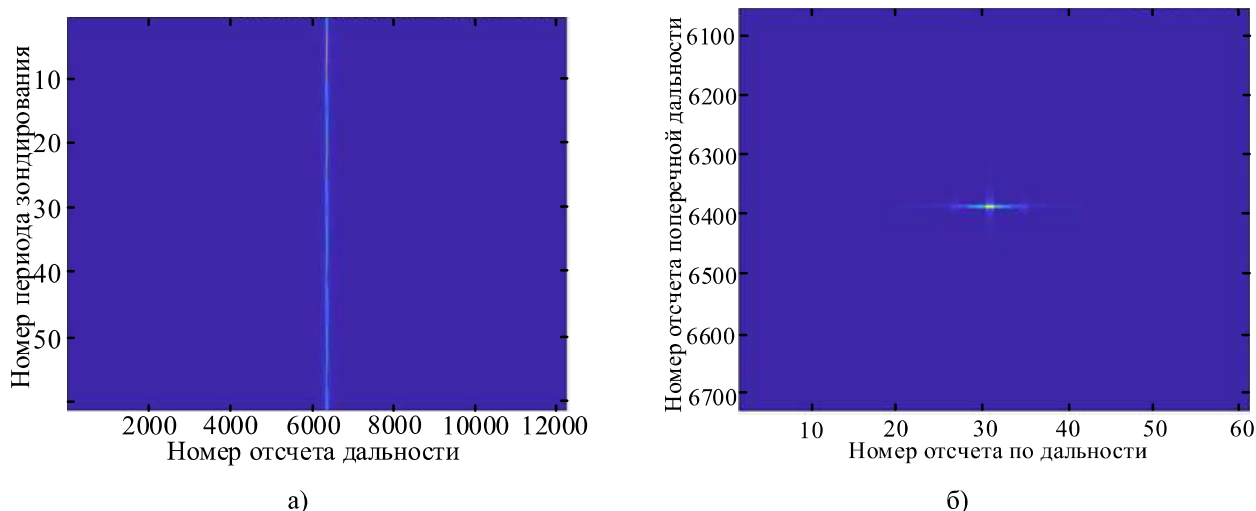


Рисунок 9 – Сигнал после сжатия по дальности (а) и РЛИ точечного объекта (б)

Предложения по выбору космических объектов для формирования РЛИ. На начальном этапе в качестве объектов для формирования их РЛИ предлагается выбрать объекты, имеющие круговую орбиту с высотой 500...700 км и проходящую в области, в которой возможно их наблюдение исходя из расположения РЛС. Перечень объектов представлен в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры орбит космических объектов

Наименование космического объекта	Апогей, км	Перигей, км	Угол, град.	ЭПР, м ²
AISSAT 1	623,8	608,5	98,2	0,114
COSMOS 2493 (SKRL 756)	621,6	596,3	82,4	0,5
TIMED	610,9	609,9	74,1	2,734
SL-8 R/B	624,4	581,0	74,0	4,4466
SL-3 R/B	552,3	504,6	81,2	5,7192

Предварительные результаты экспериментальной проверки способа. Экспериментальная проверка работы способа формирования РЛИ космических объектов проведена на многофункциональном разведывательно-информационном комплексе 80Пб. В качестве объекта наблюдения выбран спутник COSMOS 2493, сопровождение которого осуществлялось на основе данных каталога по TLE. Дальность до спутника составила около 2400 км. В процессе проведения эксперимента осуществлялась регистрация серии записей сигналов с выхода приемного устройства в виде набора двумерных матриц сигналов. Вид сжатых по дальности и скорости матриц представлен на рисунке 10.

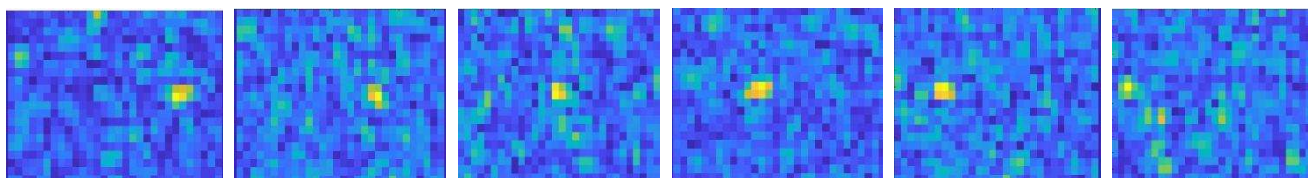


Рисунок 10 – Радиолокационные изображения спутника COSMOS 2493, после сжатия сигналов по дальности и скорости

Выводы. На основании имеющейся структурной схемы РЛС и возможностей приёмо-передающего тракта разработана методика обоснования требований к параметрам сигналов, обеспечивающих формирование радиолокационных изображений космических объектов.



Разработана модель РЛС, реализующей режим формирования РЛИ, представлены результаты ее работы. Выданы предложения по выбору космических объектов для формирования РЛИ. В процессе эксперимента на изделии 80П6 проведена запись отраженных от космического аппарата COSMOS 2493 сигналов, проведено их сжатие по дальности и скорости. Дальнейшие работы предлагается сосредоточить на повышении разрешающей способности за счет применения широкополосных сигналов, увеличение времени их накопления, а также на реализацию алгоритмов фокусировки, обеспечивающих повышение детальности формируемых радиолокационных изображений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Benner L., Ostro S., Nolan M., Margot J., Giorgini J., Hudson R. Radar observations of asteroid 1999 JM8. *Meteoritics and Planetary Science*. 2002. 779–792 pp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://echo.jpl.nasa.gov/asteroids/1999JM8/benner.etal.2002.1999jm8.pdf> (дата обращения 10.08.2023).
2. Lacomme P., Hardange J., Marchais J., Normant E. *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*. William Andrew Publishing, LLC. 2001, 524 p.
3. Özdemir C. *Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. John Wiley & Sons, inc. 2012, 416 p.
4. Лихачев В.П., Лихачева О.В., Унковский А.В. Методика двухпроходной интерферометрической съемки радиолокационными станциями с синтезированной апертурой космического и беспилотного летательного аппаратов // *Воздушно-космические силы. Теория и практика*. 2021. № 20. С. 66–84. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika> (дата обращения 03.05.2023).
5. Разинькова О.Э. Основные направления развития базовых технологий радиолокационной разведки и снижения заметности объектов // *Воздушно-космические силы. Теория и практика*. 2021. № 19. С. 96–108. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika> (дата обращения 03.05.2023).
6. Pasmurov A., Zinoviev J. *Radar Imaging and Holography*. The Institution of Electrical Engineers. 2005, 249 p.
7. Лихачев В.П., Пасмуров А.Я. Формирование радиолокационных изображений летательных аппаратов методом обращенного синтезирования апертуры в условиях частичной когерентности сигнала // *Радиотехника и электроника*. 1999. Т. 44. № 3. с. 294.
8. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением: Монография / И.Ф. Купряшкин, В.П. Лихачев, Л.Б. Рязанцев. М.: Радиотехника, 2020, 280 с.

REFERENCES

1. Benner L., Ostro S., Nolan M., Margot J., Giorgini J., Hudson R. Radar observations of asteroid 1999 JM8. *Meteoritics and Planetary Science*. 2002. pp. 779–792. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <https://echo.jpl.nasa.gov/asteroids/1999JM8/benner.etal.2002.1999jm8.pdf> (data obrascheniya 10.08.2023).
2. Lacomme P., Hardange J., Marchais J., Normant E. *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*. William Andrew Publishing, LLC. 2001, 524 p.
3. Özdemir C. *Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. John Wiley & Sons, inc. 2012, 416 p.
4. Lihachev V.P., Lihacheva O.V., Unkovskij A.V. Metodika dvuhprohodnoj interferometricheskoy s'emki radiolokacionnymi stanciyami s sintezirovannoj aperturoj kosmicheskogo i bespilotnogo letatel'nogo apparatov // *Vozdushno-kosmicheskie sily. Teoriya i praktika*. 2021. № 20. pp. 66–84. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <http://www.vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika> (data obrascheniya 03.05.2023).



5. Razin'kova O. E. Osnovnye napravleniya razvitiya bazovyh tehnologij radiolokacionnoj razvedki i snizheniya zametnosti ob`ektov // *Vozdushno-kosmicheskie sily. Teoriya i praktika*. 2021. № 19. pp. 96–108. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <http://www.vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika> (data obrascheniya 03.05.2023).

6. Pasmurov A., Zinoviev J. Radar Imaging and Holography. The Institution of Electrical Engineers. 2005, 249 p.

7. Lihachev V.P., Pasmurov A.Ya. Formirovanie radiolokacionnyh izobrazhenij letatel'nyh apparatov metodom obraschennogo sintezirovaniya apertury v usloviyah chastichnoj kogherentnosti signala // *Radiotekhnika i elektronika*. 1999. T. 44. № 3. p. 294.

8. Malogabaritnye mnogofunkcional'nye RLS s nepreryvnyim chastotno-modulirovannym izlucheniem: Monografiya / I.F. Kupryashkin, V.P. Lihachev, L.B. Ryazancev. M.: Radiotekhnika, 2020, 280 p.

© Лаговский А.С., Лепешкин С.А., Муравьев Н.П., Рязанцев Л.Б., 2023

Лаговский Алексей Станиславович, доктор технических наук, генеральный конструктор, АО «РТИ имени академика А.Л. Минца», Россия, 127083, г. Москва, ул. 8 Марта, 10, стр. 1.

Лепешкин Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент, ведущий специалист сектора перспективных разработок, АО «РТИ имени академика А.Л. Минца», Россия, 127083, г. Москва, ул. 8 Марта, 10, стр. 1.

Муравьев Никита Павлович, инженер кафедры управления авиацией (с пунктов управления), Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, nikitamuraviev10@gmail.com.

Рязанцев Леонид Борисович, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры управления воинскими частями связи и РТО авиации, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, kernel386@mail.ru.