

УДК 621.396.96

Б. Н. Федотов¹, С. А. Станкевич²

¹ Національний університет оборони України, Київ

² Державна установа «Науковий центр аерокосмічних досліджень Землі Інституту геологічних наук Національної академії наук України», Київ

ТЕХНОЛОГИЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ ОБЗОРА СПУТНИКОВЫХ РАДАРОВ СВЕРХВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Рассмотрена технология, которая позволяет увеличить ширину полосы обзора спутниковых радиолокационных станций с синтезированием апертуры сверхвысокого разрешения. Суть её заключается в использовании нескольких отдельных антенн, параллельном приёме и измерении отражённых сигналов многоканальным приёмопередатчиком, интерполяции оцифрованных отсчётов принятых сигналов отдельных антенн, и формировании суммарных сигналов на пространственной частоте, что позволяет существенно увеличить ширину полосы обзора при сверхвысоком разрешении.

Проблема повышения эффективности глобального всепогодного космического мониторинга земной поверхности заключается в определённом противоречии между потребностью в спутниковых снимках сверхвысокого разрешения для решения широкого круга задач, оперативностью их получения и техническими возможностями технологий построения систем радиолокационной космической съёмки. Основными задачами спутниковых радиолокационных станций с синтезированием апертуры (РСА) в режиме сверхвысокого разрешения являются оперативный мониторинг зон природных и техногенных катастроф, контроль критических элементов инфраструктуры и маршрутов перемещения судов с целью борьбы с пиратством и терроризмом, а также наблюдение за ходом военных конфликтов и ведение разведки при обеспечении военных операций.

В настоящее время развитыми технологиями создания спутниковых радиолокационных средств дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) обладает ряд государств. Радиолокационную съёмку высокого разрешения ведут США с помощью космических аппаратов (КА) системы Lacrosse/Onyx, Канада (Radarsat), Германия (TerraSAR-X), Италия (COSMO-SkyMed), Израиль

(TechSAR), Индия (RISAT). Достигнутые технические характеристики действующих спутниковых РСА достаточно высоки.

Однако качество опубликованных радиолокационных изображений говорит о том, что структурные ограничения классической теории синтеза апертуры при сверхвысоком разрешении не преодолены, и проблема недостаточного энергетического потенциала спутниковых РСА для этого режима сегодня полностью не решена.

Известные технологии преодоления ограничения на максимальную дальность действия при сверхвысоком разрешении путём искусственного выравнивания сферического фронта волны зондирующего сигнала описаны в работе [3], а технологии повышения энергетического потенциала РСА — в работе [4].

В тоже время при сверхвысоком разрешении ширина полосы обзора (размер кадра) по наклонной дальности ограничена, что связано со скоростью движения на траектории синтеза апертуры спутника-носителя РСА. Максимально допустимое значение линейного интервала дискретизации углового спектра равно половине горизонтального размера приёмопередающей антенны РСА и соответствует потенциальной разрешающей способности по путевой дальности. Этот линейный интервал

дискретизации ограничивает период следования зондирующего сигнала T_c и равен

$$T_c \leq \frac{d_r}{2V_{сп}}, \quad (1)$$

где $V_{сп}$ — скорость движения спутника-носителя РСА, d_r — горизонтальный размер приемо-передающей антенны РСА.

С учетом того, что для спутниковых радаров с траекторной обработкой сигналов, дальность действия которых составляет от нескольких сотен до тысячи километров, с энергетической точки зрения целесообразно выбирать время излучения равным времени приёма отражённого сигнала [5]. При этом ширина полосы обзора по наклонной дальности ΔR определяется неравенством

$$\Delta R \leq \frac{cT_c}{4}, \quad (2)$$

где c — скорость света.

Исходя из (2) при разрешении РСА 1...3 м $\Delta R \leq 10...30$ км. Для оперативного мониторинга сколь-нибудь значительных территорий такая ширина полосы обзора явно недостаточна.

Целью статьи является теоретическое обоснование технологии построения спутниковой РСА, которая позволит в несколько раз увеличить ширину полосы обзора при сверхвысоком разрешении.

Суть проблемы состоит в том, что линейный интервал дискретизации определяется разрешением по путевой дальности, и при уменьшении элемента разрешения пропорционально уменьшается ширина полосы обзора. Идея разрешения этого противоречия включает в себя два основных предложения.

Во-первых, использование многолучевой антенной системы максимально допустимого размера с точки зрения возможности её размещения на носителе. При этом диаграмма направленности (ДН) антенной системы РСА в горизонтальной плоскости формируется из нескольких ДН отдельных антенн. При этом отдельные антенны используют один общий параболический рефлектор. Диаграмма направленности отдельных антенн перекрываются на уровне приблизительно 0.7 максимума.

Во-вторых, формирование суммарной ДН антенной системы в горизонтальной плоскости осуществляется путём суммирования принятых отдельными антеннами сигналов на пространственной частоте. Преимущество такого решения состоит в том, что диапазон угловых частот, принимаемых каждой отдельной антенной с высоким коэффициентом направленного действия в горизонтальной плоскости, относительно мал и максимально допустимый интервал дискретизации траекторного сигнала, принятого каждой отдельной антенной, равен половине горизонтального размера зеркального рефлектора антенной системы. В тоже время просто суммировать комплексные числа, соответствующие дискретам сигналов, принятых отдельными антеннами и измеренных на максимально допустимом интервале дискретизации, нельзя, поскольку оцифрованные значения сигналов отдельных антенн соответствуют разным диапазонам угловых частот и, соответственно, разным элементам облучаемой субполосы наклонной дальности. Другими словами, суммарный сигнал соответствует отражению от субполосы большего горизонтального размера, и интервал дискретизации должен быть соответственно меньше. Однако после восстановления непрерывной функции пространственного спектра по дискретным значениям отражённых сигналов отдельных антенн РСА можно выполнить повторную дискретизацию с требуемым меньшим интервалом.

Рассмотрим технологию расширения полосы обзора более подробно. Многолучевая антенная система строится на базе одного зеркального параболического рефлектора. Она включает в себя линейку (или матрицу — для максимального повышения энергетического потенциала РСА) облучателей, расположенных в фокальной плоскости рефлектора. Ширина ДН в горизонтальной плоскости $\Delta\theta_i$, создающаяся i -м облучателем, равна

$$\Delta\theta_i = \frac{\lambda}{kl_{пр}}, \quad (3)$$

где λ — длина волны, $l_{пр}$ — горизонтальный размер рефлектора, k — коэффициент использования горизонтального раскрыва рефлектора.

Угол θ отклонения от нормали фокальной плоскости параболического рефлектора диаграммы направленности, формируемой с помощью облучателя, который смещён по горизонтали в фокальной плоскости рефлектора на расстояние Δx относительно его фокуса, равен [1]

$$\theta = \frac{2\Delta x}{l_{\text{пр}}} \sin \Psi_0, \quad (4)$$

где $2\Psi_0$ — угол раскрытия зеркальной антенны.

Для формирования в процессе обработки однолепестковой ДН необходимо соответствующее расположение отдельных облучателей в фокальной плоскости рефлектора. Угол между направлениями максимумов соседних ДН, которые создаются соседними облучателями, должен равняться ширине ДН на уровне примерно 0.7 от максимального значения напряжённости поля (E_m).

Преобразуя соотношение (4) с учётом (3) получим значение Δx между соседними облучателями для формирования однолепестковой ДН:

$$\Delta x = \frac{\lambda}{2k \sin \Psi_0}. \quad (5)$$

Ширина диаграммы направленности (угол синтеза) антенной системы, которая содержит n отдельных антенн, диаграммы направленности которых перекрываются в горизонтальной плоскости на уровне $0.7E_m$, равняется

Зависимость параметров спутниковой РСА от числа антенн в антенной системе

Число отдельных антенн n	$\frac{\theta_n}{\theta_0}$	$\frac{d_r^n}{d_r^1}$	$\frac{\Delta F_m^1}{\Delta F_m^n}$	$\frac{T_{\text{max дискр.}}^n}{T_{\text{max дискр.}}^1}$	$\frac{\Delta R_{\text{max}}^n}{\Delta R_{\text{max}}^1}$
1	1	1	1	1	1
2	0.5	2	1	1	1
3	0.33	3	1.5	1.5	1.5
4	0.25	4	2	2	2
5	0.2	5	2.5	2.5	2.5
6	0.17	6	3	3	3
7	0.14	7	3.5	3.5	3.5
...
n	$1/n$	n	$n/2$	$n/2$	$n/2$

$$\beta = \frac{\lambda n}{kl_{\text{пр}}}. \quad (6)$$

Потенциальное разрешение полосовой РСА по путевой дальности δx с предлагаемой антенной системой равняется

$$\delta x = \frac{\lambda}{2\beta} = \frac{l_{\text{пр}}}{2n}. \quad (7)$$

Соотношение для ширины спектров принятых траекторных сигналов, размеров антенной системы, ширины ДН отдельной антенны, максимально допустимого периода дискретизации сигнала, принятого отдельной антенной и потенциально возможной ширины полосы обзора представлены в таблице. Здесь θ_0 — ширина ДН однолучевой антенны РСА, θ_n — ширина ДН одного луча антенной системы РСА, состоящей из n отдельных антенн, d_r^n — горизонтальный размер n одинаковых отдельных антенн антенной системы РСА, d_r^1 — горизонтальный размер однолучевой антенной системы РСА, ΔF_m^1 — ширина углового спектра траекторных сигналов РСА с однолучевой антенной; ΔF_m^n — максимальная ширина углового спектра, отраженного сигнала принятого отдельной антенной антенной системы РСА, состоящей из n отдельных антенн, $T_{\text{max дискр}}^1$ — максимально допустимый период дискретизации траекторного сигнала с однолучевой антенной РСА, $T_{\text{max дискр}}^n$ — максимально допустимый период дискретизации принятого отраженного сигнала отдельной антенной антенной системы РСА, состоящей из n отдельных антенн, ΔR_{max}^1 — максимальная ширина полосы обзора по наклонной дальности РСА с однолучевой антенной, ΔR_{max}^n — максимальная ширина полосы обзора по наклонной дальности с антенной системой РСА, которая состоит из n отдельных антенн.

Согласно теореме Котельникова восстановление дискретизированной функции $f(t)$ определяется выражением [2]

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} f(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi F_m(t-k\Delta t)]}{2\pi F_m(t-k\Delta t)}, \quad (8)$$

где F_m — максимальная частота в спектре принимаемого траекторного сигнала, Δt — временной период дискретизации, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$ — целые натуральные числа.

В процессе измерения и обработки траекторного сигнала объём выборки ограничен углом (временем, длиной) синтезирования апертуры. Элемент разрешения по путевой дальности канала наклонной дальности формируется путём обработки траекторного сигнала на интервале синтезирования L_c , а число отсчётов для его формирования рассчитывается по формуле

$$v = \frac{L_c}{\delta x} = \frac{T_s}{\Delta t} = 2T_s \Delta F, \quad (9)$$

где T_s — временной интервал синтезирования апертуры, ΔF — ширина углового спектра траекторного сигнала.

При наличии n отдельных каналов приёма по путевой дальности перед объединением (суммированием) комплексных дискретных отсчётов необходимо выполнить передискретизацию принятых сигналов. В процессе интерполяции число отсчётов каждого канала необходимо увеличить в $n/2$ раз.

При v отсчётах на интервале синтезирования значения траекторного сигнала вокруг отсчёта $v/2$ определяется равенством

$$f(\tau) = \sum_{k=-\frac{T_s}{2\Delta t}}^{\frac{T_s}{2\Delta t}} f(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)]}{2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)} \quad \text{при } \tau = \pm\Delta t, \quad (10)$$

где $\Delta t = 1/(2\Delta F)$ — период дискретизации.

Следует отметить ряд моментов. Во-первых, равенство (10) является приблизительным, поскольку объём выборки ограничен количеством отсчётов на интервале синтезирования. Хотя на практике обычно ограничиваются 10...15 отсчётами вправо и влево от измеренного значения, которое значительно меньше выборки на траектории синтезирования. Во-вторых, соотношение (10) справедливо, когда спектр дискретизированной функции начинается с нуля. В-третьих, в РСА при приёме отражённого сигнала обычно измеряют синфазную и квадратурную составляющую. То есть комплексное значение отражённого сигнала представляет собой сумму двух векторов

$$\dot{f}(t) = A(t) e^{j\varphi(t)} = A(t) \cos \varphi(t) + jA(t) \sin \varphi(t), \quad (11)$$

где $A(t)$, $\varphi(t)$ — амплитуда и к фаза комплексного сигнала.

В этом случае соотношения для вычисления значений дополнительных дискрет при интерполяции запишутся в виде

$$f_c(\tau) = \sum_{k=-\frac{T_s}{2\Delta t}}^{\frac{T_s}{2\Delta t}} f_c(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)]}{2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)} \quad \text{при } \tau = \pm\Delta t, \quad (12)$$

$$f_k(\tau) = \sum_{k=-\frac{T_s}{2\Delta t}}^{\frac{T_s}{2\Delta t}} f_k(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)]}{2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)} \quad \text{при } \tau = \pm\Delta t, \quad (13)$$

где

$$f_c(k\Delta t) = A(k\Delta t) \cos \varphi(k\Delta t) = |f(k\Delta t)| \cos \varphi(k\Delta t), \quad (14)$$

$$f_k(k\Delta t) = A(k\Delta t) \sin \varphi(k\Delta t) = |f(k\Delta t)| \sin \varphi(k\Delta t). \quad (15)$$

Соотношения (12) и (13) справедливы для траекторных сигналов, спектр которых начинается из нулевой частоты.

Для полосового радиосигнала

$$f(t) = A(t)[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = f_c(t) \cos 2\pi f_0 t + f_k(t) \sin 2\pi f_0 t \quad (16)$$

квадратурные компоненты $f_c(t) = |f(t)| \cos \varphi(t)$ и $f_k(t) = |f(t)| \sin \varphi(t)$ представляют собой низкочастотные сигналы со спектром, ограниченным полосой ΔF , и полностью определяются последовательностями отсчётов $\{f_c(k\Delta t)\}$ и $\{f_k(k\Delta t)\}$, где $\Delta t = 1/(2\Delta F)$.

В случае, когда спектр начинается не с нулевой частоты, соотношения для вычисления значений дополнительных дискрет при интерполяции определяются выражениями [2]

$$f_c(\tau) = \sum_{k=-\frac{T_s}{2\Delta t}}^{\frac{T_s}{2\Delta t}} f_c(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)]}{2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)} \cos 2\pi f_0 \tau \quad \text{при } \tau = \pm\Delta t, \quad (17)$$

$$a_k(\tau) = \sum_{k=-\frac{T_s}{2\Delta t}}^{\frac{T_s}{2\Delta t}} f_k(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)]}{2\pi\Delta F(\tau - k\Delta t)} \sin 2\pi a_0 \tau \quad \text{при } \tau = \pm\Delta t. \quad (18)$$

В соотношениях (17), (18) $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ — среднее значение частоты спектра сигнала.

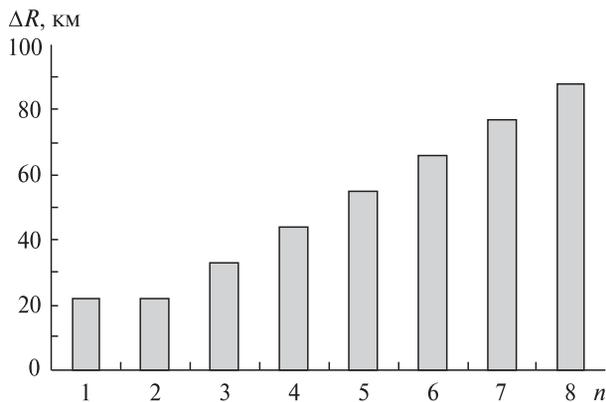


Рис. 1. Зависимость расчетной ширины ΔR полосы обзора спутниковой РСА от числа n отдельных антенн при разрешении $\delta x = 2$ м

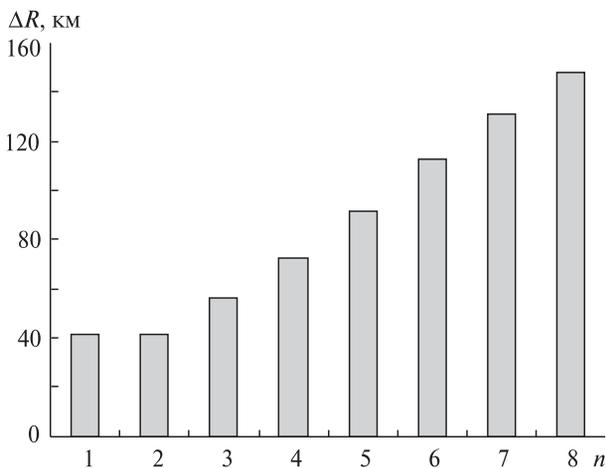


Рис. 2. Зависимость практической ширины ΔR полосы обзора спутниковой РСА от числа n отдельных антенн при разрешении $\delta x = 2$ м

Изменение периода дискретизации сигнала перед суммированием отсчётов сигналов от n отдельных однолучевых ДН равняется

$$\Delta t' = \frac{2\Delta t}{n}. \quad (19)$$

Для антенной системы РСА, в которой используется несколько отдельных лучей для формирования однолучевой ДН, уменьшение периода дискретизации осуществляется или путём добавления определенного числа отсчётов при кратном изменении их числа, или формированием новой последовательности частичной или полной заменой отсчётов измеренной последо-

вательности. Алгоритмы формирования новой последовательности с меньшим периодом дискретизации используют соотношение (19) для нахождения значений новой последовательности с необходимым периодом дискретизации.

Сегодня ряд стран, в том числе и Украина, обладает технологиями развёртывания на искусственных спутниках Земли антенных систем размером 16...32 м. Представляется вполне приемлемым для оценки возможной ширины полосы обзора спутниковой РСА сверхвысокого разрешения принять для расчётов значение потенциальной разрешающей способности равным 2 м. В этом случае при размере антенной системы 16...32 м возможно увеличение периода дискретизации в 2-4 раза.

Ширина полосы обзора спутниковой n -канальной РСА при расчётном разрешении $\delta x = 2$ м, которую можно получить для типовых значений высоты круговой орбиты $H = 460$ км и угле наклона ДН антенны в угломестной плоскости $\gamma = 30^\circ$, иллюстрируется рис. 1. Расчётная ширина полосы обзора земной поверхности на рис. 1 приведена для условия одинакового времени излучения и приёма [6].

Однако на практике коэффициент сжатия ЛЧМ-импульсов не превышает 1000—2000 тыс. В этом случае для разрешения $\delta r = 2$ м при однолучевой антенной системе временной интервал излучения (длительность ЛЧМ-импульса) $\tau_{\max} \leq 13.3$ мкс, а временной интервал приёма отражённых сигналов равен $T_c - \tau_{\max} = 237$ мкс.

При отмеченном практическом ограничении на коэффициент сжатия сложного зондирующего сигнала диаграмма зависимости максимальной ширины полосы обзора от числа лучей антенной системы РСА приведена на рис. 2.

Таким образом, рассмотренная технология увеличения ширины полосы обзора спутниковой РСА сверхвысокого разрешения позволяет, с учётом имеющихся в настоящее время наработок в области построения космических радиолокационных систем, создавать спутниковые РСА сверхвысокого разрешения ($\delta x = \delta r \approx 2...3$ м) с шириной полосы обзора порядка 100 км. Кроме того, если антенная система РСА включает ряд отдельных антенн, собранных на базе одно-

го зеркального параболического рефлектора, и формируемых с помощью матрицы облучателей, расположенных в его фокальной плоскости, энергетический потенциал станции увеличивается в число раз, равное числу лучей антенной системы.

1. Дробкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. — М.: Сов. радио, 1974. — 536 с.
2. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф. Теория передачи сигналов. — М.: Связь, 1972. — 282 с.
3. Пат. № 92116 Україна, МПК G01S 13/90. Спосіб синтезування апертури РЛС бокового огляду і пристрій для його здійснення / Б. М. Федотов, С. А. Станкевич, С. О. Пономаренко. — № а 2009 07223; Заявл. 10.07.2009; Опубл. 27.09.2010, Бюл. № 18.
4. Пат. № 97702 Україна, МПК G01S 13/90. Спосіб створення діаграм спрямованості смугової радіолокаційної станції із синтезованою апертурою та пристрій для його реалізації / Б. М. Федотов, М. М. Хомік. — № а 2010 06598; Заявл. 31.05.2010; Опубл. 12.12.2011, Бюл. № 5.
5. Федотов Б. Н. Фундаментальные и структурные проблемы достижения разрешающей способности единиц и долей метра в космических радиолокационных станциях с синтезированием апертуры // 36. наук. праць Житомирського військового ін-ту радіоелектроніки ім. С. П. Корольова. — 2007. — Вип. 11. — С. 97—104.
6. Федотов Б. Н., Станкевич С. А. Перспективные технологии построения спутниковых радаров сверхвысокого разрешения // Аерокосмічні спостереження в інтересах сталого розвитку та безпеки: Матер. доп.

Третьої Всеукр. конф. — Євпаторія: ІКД НАН і ДКА України, 2012. — С. 127—130.

Стаття надійшла до редакції 26.12.12

Б. Н. Федотов, С. А. Станкевич

ТЕХНОЛОГІЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ШИРИНИ СМУГИ ОГЛЯДУ СУПУТНИКОВИХ РАДАРІВ НАДВИСОКОГО РОЗДІЛЕННЯ

Розглядається технологія, яка дозволяє збільшити ширину смуги огляду супутникових радіолокаційних станцій із синтезуванням апертури надвисокого розділення. Її суть — у використанні кількох окремих антен, паралельному прийманні та вимірюванні відбитих сигналів багатоканальним прийомопередавачем, інтерполяції оцифрованих відліків прийнятих сигналів окремих антен і формуванні сумарних сигналів на просторовій частоті, що дозволяє суттєво збільшити ширину смуги огляду при надвисокому розділенні.

B. N. Fedotov, S. A. Stankevich

TECHNOLOGY OF SWATH WIDTH INCREASING FOR VERY-HIGH RESOLUTION SATELLITE RADAR

A technology for increasing the width of very-high resolution satellite synthetic aperture radar swath is considered. The technology consists in using several separate narrow-beam antennas, parallel processing backscattered signals by multichannel transmitter/receiver unit, interpolating sampled signals received by separate antennas and forming accumulated signal at a higher spatial frequency. The technology enables one to increase considerably the swath width for satellite radar with very-high resolution.