

Способы и алгоритмы синтеза апертуры антенны при переходе к сверхширокополосным зондирующим сигналам

А.В. Ефимов, О.А. Карпов, Е.Ф. Толстов

ГУП НПП «Спурт», Москва, Зеленоград, 4-й западный проезд, д.8, E-mail: titovmp@mail.ru

В статье рассмотрена эволюция способов и алгоритмов синтеза апертуры антенны при переходе от узкополосных к сверхширокополосным РСА. Выявлено, что значения разрешающей способности для узкополосных РСА не отвечают современным требованиям, предъявляемым к детальности формируемых радиолокационных изображений при решении многих практических задач радиолокации. Предложен вариант коррекции классических принципов, способов и алгоритмов синтеза апертуры для СШП РСА.

In article it is considered evolution of methods and algorithms of synthetic aperture radar (SAR) at transition from narrowband to ultra wideband (UWB) SAR. It is revealed, that values of resolving power for narrowband SAR do not meet the modern demands shown to detail of formed radar images at the solution of many practical problems of radiolocation. Option of compensation of classical principles, methods and algorithms of synthetic aperture for UWB SAR is proposed.

При описаниях принципа синтеза апертуры антенны, используемого в РЛС для получения высокого разрешения по азимуту, во многих учебниках и монографиях [1,2,3] обычно абстрагируются от импульсного характера излучаемого сигнала и рассматривают РЛС с непрерывным излучением. Это упрощение принципа синтеза не приводит к противоречиям при переходе к импульсному зондирующему сигналу (который, как известно, имеет не одну гармоническую составляющую, а занимает некоторую конечную область частот Δf) пока различия в фокусирующих фазовых функциях, используемых для сжатия сигнала по азимуту, можно считать несущественными для всех гармоник внутри спектра зондирующего сигнала.

Известно [3] что, наибольший вклад в процесс фокусировки сигнала по азимуту при синтезировании искусственной апертуры и прямолинейном равномерном движении носителя вносит квадратичная составляющая траекторного изменения фазы

$$\varphi(x) = \frac{2\pi x^2}{\lambda_0 r_0} = \frac{2\pi f_0 x^2}{c r_0}, \quad (1)$$

где $-X/2 \leq x < X/2$ – координата точки приема вдоль искусственной апертуры (путевая дальность); $\lambda_0 = c/f_0$ – длина волны электромагнитного колебания частотой f_0 , распространяющегося со скоростью $c = 3 \times 10^8$ м/с; r_0 – наклонная дальность от центра искусственной апертуры до точки фокусировки.

Поэтому максимальную ширину спектра зондирующего сигнала $\Delta f_{\max} = f_H - f_L$ можно оценить по допустимой разности квадратичного набег фаз на краях искусственной апертуры длиной X для гармоник его спектра с максимальной f_H и минимальной f_L частотами:

$$\Delta\varphi = \varphi_H(X/2) - \varphi_L(X/2) = \frac{\pi \Delta f_{\max}}{c} \frac{X^2}{2r_0} \leq \Delta\varphi_{\text{ДОП}}.$$

Если положить $\Delta\varphi_{\text{ДОП}} = \pi/2$ (что вполне допустимо [3]), то

$$\Delta f_{\max} \leq \frac{cr_0}{X^2}, \quad (2)$$

или

$$\Delta r_{\min} \geq \frac{X^2}{2r_0}, \quad (3)$$

где $\Delta r_{\min} = c/(2\Delta f_{\max})$ – определяемая шириной спектра зондирующего сигнала минимальная разрешающая способность РЛС по наклонной дальности.

Формулы (2), (3) по сути, выражают условие узкополосности зондирующего сигнала РЛС, при котором работает классическая теория синтезированной апертуры антенны. К ограничениям (2), (3) следует добавить ограничение узкополосности в общем смысле, которое определяет условия генерации, излучения и преобразования сигнала и которое относится не только к принципам синтезирования, и не только к РЛС, а ко всем радиотехническим системам в целом. Это ограничение основывается на отношении ширины спектра зондирующего сигнала [4] и его несущей (или средней) частоты f_0 и имеет вид

$$\Delta f / f_0 \leq 0,1, \quad (4)$$

или

$$\Delta r \geq 5\lambda. \quad (5)$$

При решении с помощью РЛС задач картографирования обычно стремятся получить равные или близкие значения разрешения по наклонной дальности $\Delta r = c/(2\Delta f)$ и азимуту

$$\Delta x = \frac{\lambda_0 r_0}{2X \sin \psi_k}. \quad (6)$$

Здесь ψ_k – угол картографирования по азимуту, отсчитываемый от направления полета носителя.

Приняв $\Delta r = \Delta x$ и воспользовавшись (6) из (3) можно получить формулу

$$\Delta r_{\min} = \Delta x_{\min} \geq 3 \sqrt{\frac{\lambda_0^2 r_0}{8 \sin^2 \psi_k}}, \quad (7)$$

которая определяет минимальное разрешение, реализуемое с помощью классического радиолокатора с синтезированием апертуры (РСА) и узкополосным зондирующим сигналом. В дальнейшем такую РЛС будем называть узкополосной РСА (УП РСА).

Чтобы оценить порядок величин на рис. 1 представлены графики функции $\Delta r_{\min}(r_0) = \Delta x_{\min}(r_0)$, рассчитанные по формуле (7) при фиксированном $\psi_k = 90^\circ$ (боковой обзор) и трех значениях $\lambda = 0,03; 0,3$ и 3 м.

Из представленных графиков видно, что для УП РСА космического базирования и типовых дальностях съемки 500...1000 км возможно получить разрешение не лучше 10...15 м при длине волны 3 см, 60...70 м при длине волны 30 см и 250...300 м при длине волны 3 м. Для УП РСА воздушного базирования при дальностях картографирования 10...400 км минимально возможное разрешение составит 2,5...10 м, 15...50 м и 70...220 м для тех же длин волн.

Следует отметить, что ограничения на узкополосность зондирующего сигнала (2), (3), вытекающие из классических принципов синтезирования при типовых значениях наклонной дальности, длины волны и углов картографирования для РСА авиационного и космического базирования являются существенно более жесткими, чем общие ограничения (4), (5). Таким образом, можно констатировать, что значения разрешающей способности для УП РСА (рис. 1) не отвечают современным

требованиям, предъявляемым к детальности формируемых радиолокационных изображений (РЛИ) при решении многих практических задач. Поэтому возникает естественное желание снять ограничения (2), (3) путем коррекции классических принципов, способов и алгоритмов синтеза апертуры.

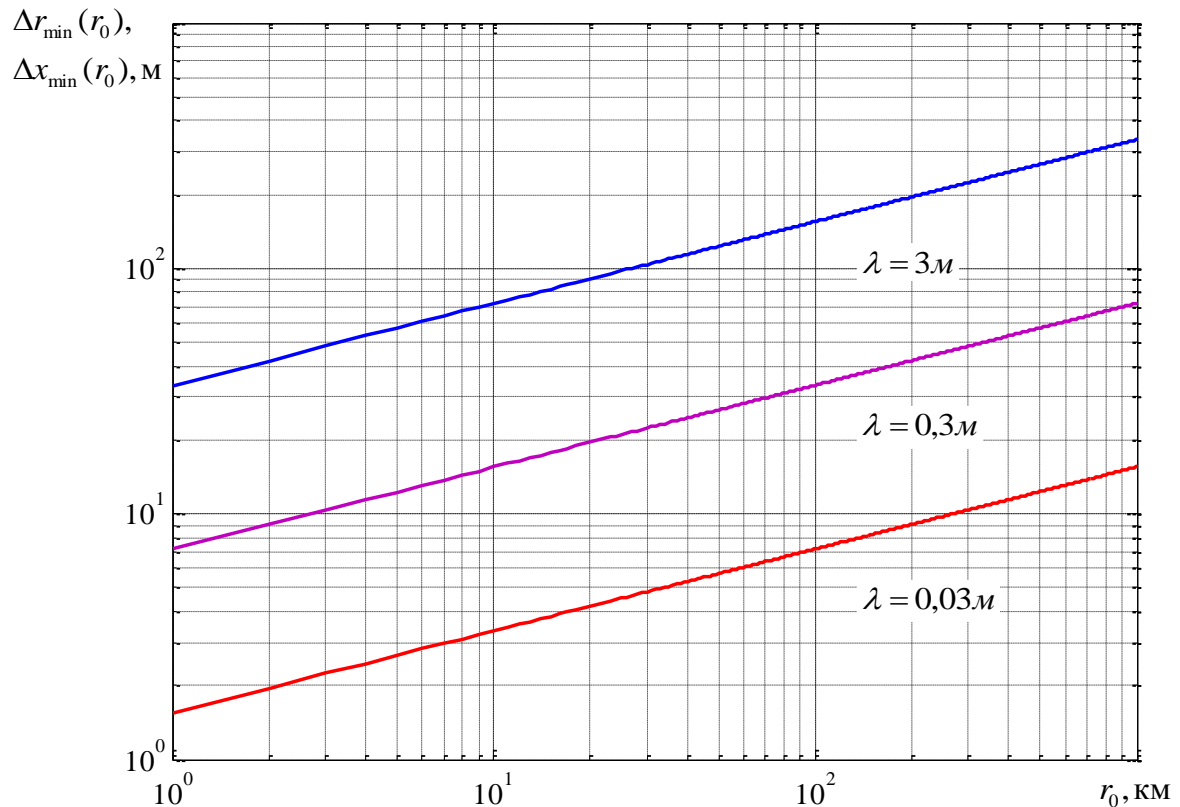


Рис. 1. Минимальная разрешающая способность для УП РСА

Этого удастся достигнуть, введя в фокусирующую по азимуту фазовую функцию (1) зависимость от частоты $f_H \leq f < f_L$ спектра зондирующего сигнала:

$$\varphi(x, f) = \frac{2\pi f}{c} \frac{x^2}{r_0}. \quad (8)$$

Тогда умножение спектра принятого при каждом фиксированном значении путевой дальности x отраженного сигнала на комплексную экспоненту $\exp\{-j\varphi(x, f)\}$ с линейно изменяющейся от частоты f фазой (8) будет эквивалентно [5] временному сдвигу этого сигнала на величину

$$\Delta\tau = \frac{x^2}{cr_0}, \quad (9)$$

равную приращению задержки зондирующего сигнала относительно его задержки в середине искусственной апертуры. Пространственный сдвиг сигнала по координате наклонной дальности при такой задержке составит

$$\delta r = \frac{c\Delta\tau}{2} = \frac{x^2}{2r_0}. \quad (10)$$

Полученная формула (10) проясняет физический смысл ограничения (3). Действительно, из (3) следует, что пространственный сдвиг зондирующего сигнала

$$\left. \frac{x^2}{2r_0} \right|_{x=\frac{X}{2}} = \frac{X^2}{8r_0}$$

на концах искусственной апертуры (при $x = |X/2|$) для УП РСА не должен превышать четверти разрешающей способности зондирующего импульса $\Delta r_{\min}/4$.

Известно, что в классической УП РСА после устранения квадратичной и более высокого порядка траекторной фазовой модуляции, отклик системы азимутального сжатия на точечный отражатель (сигнальная функция) $s(\beta)$ определяется [1,2,3] как преобразование Фурье от амплитудного распределения $G(x)$ вдоль искусственной апертуры. При равномерном амплитудном распределении $G(x) \equiv A$ и

$$s(\beta) = A \int_{-X/2}^{X/2} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x\beta} dx = B\Delta r X \frac{\sin(2\pi X\beta/\lambda)}{2\pi X\beta/\lambda}, \quad (11)$$

где β – угол относительно направления на точку фокусировки, $A = B\Delta r$ – амплитуда сигнала радиоголограммы точечного отражателя, пропорциональная пространственной протяженности сжатого зондирующего сигнала Δr .

Выражение (11) означает, что различия в сигналах точечных отражателей с разным угловым положением β в УП РСА и, в конечном счете, ее азимутальная разрешающая способность, определяется различием пространственных частот $2\pi\beta/\lambda$, т.е. разными линейными набегам фазы вдоль искусственной апертуры.

Разрешающая способность УП РСА, определяемая как ширина сигнальной функции (11) на уровне 0,707, вычисляется по формуле

$$\Delta\beta_{\text{УП РСА}} = \frac{\lambda}{2X}. \quad (12)$$

Амплитуда сигнальной функции УП РСА пропорциональна площади сигнала радиоголограммы точечного отражателя $S = X\Delta r$ по координатам путевая дальность – наклонная дальность и не зависит от угла β .

Иначе обстоит дело в ШП РСА. В ней помимо фазовой модуляции устраняются также и миграции – квадратичные и более высокого порядка. В результате в радиоголограмме точечного отражателя остаются линейные набег фаз вдоль апертуры и линейные же миграции сигнала. Таким образом, площадь радиоголограммы точечного отражателя, расположенного под азимутальным углом β , после пространственного фильтра, согласованного с нулевой миграцией сигнала ($\beta = 0$), будет зависеть от его углового положения $S = S(\beta)$.

Возникновение осязательного ($> \Delta r_{\min}/4$) пространственного сдвига (10) принимаемого сигнала за счет движения носителя вдоль искусственной апертуры (по координате x) приводит к его постепенному перетеканию в соседние стробы приема, т.е. к миграции сигнала по наклонной дальности. Очевидно, что согласованная азимутальная обработка мигрирующего по дальности сигнала потребует учета его миграций, и можно констатировать, что учет эффекта миграций сигналов по дальности в принципах, способах и алгоритмах синтеза искусственной апертуры, т.е. переход от УП РСА к ШП РСА, позволяет снять ограничения узкополосности зондирующего сигнала для РСА (2), (3), а также преодолеть общее ограничение (4), (5) [6]. Наличие миграций по дальности и их учет при азимутальном сжатии сигнала приводит в ШП РСА к некоторым особенностям в физике формирования отклика на точечный отражатель, а именно: виду сигнальной функции по азимуту

$$s(\beta) = BS(\beta) \frac{\sin[2\pi X(\beta)\beta/\lambda]}{2\pi X(\beta)\beta/\lambda}. \quad (11)$$

Очевидно, что с увеличением коэффициента широкополосности $\Delta f/f_0$ соотношения между сомножителями в этой формуле изменяются. Ширина сомножителя $S(\beta)$, характеризующая влияние на форму сигнальной функции миграций по дальности, становится все меньше и при $\Delta f/f_0 = 1$, $\Delta r = 0,5\lambda_0$ она составит

$$\beta_S = \frac{\lambda_0}{3,4X}. \quad (12)$$

Отсюда можно сделать вывод о том, что, во-первых, в СШП РСА при коэффициенте широкополосности $\Delta f/f_0 \geq 1$ можно получить разрешение по азимуту выше, чем в традиционной УП РСА. Во-вторых, для достижения этого разрешения можно использовать только эффект миграций сигнала по наклонной дальности пренебрегая фазовой модуляцией траекторного сигнала [7]. Однако для СШП РСА авиационного и космического базирования использование зондирующего сигнала в виде короткого импульса не представляется возможным ввиду огромной (до сотен и более гигаватт [4]) требуемой импульсной мощности. Поэтому для таких СШП РСА более приемлемым кажется путь реализации, основанный на использовании длинного зондирующего сигнала с большой базой. При этом формирование, излучение и обработка такого сигнала может осуществляться как когерентным, так и некогерентным способом.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 11-08-01067.

Литература

1. Радиолокационные системы воздушной разведки. Дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф Н.Е. Жуковского, 2008.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: Учебное пособие для вузов / Под. ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: «Радиотехника», 2005.
3. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны/ В.И.Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988.
4. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 1998. – № 4.
5. Толстов Е.Ф., Филончиков В.Д., Школьный Л.А. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1993.
6. Ефимов А.В., Цветков О.Е. Автокорреляционная функция двумерного сигнала РСА с миграцией по каналам дальности // Вопросы радиоэлектроники. Серия Радиолокационная техника (РЛТ). – 2008. – Вып. 1.
7. Ефимов А.В., Кудря А.И., Толстов Е.Ф. Алгоритмы обработки сигналов в сверхширокополосных РСА // В кн. «Цифровая обработка сигналов в РСА» / Под ред. Е.Ф. Толстова. – Смоленск: Изд. ВА ВПВО ВС РФ, 2005.