

Радиолокационные и радионавигационные системы

DOI 10.24412/2221-2574-2024-1-5-12

УДК 621.396: 528.85

МНОГОКАНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ НЕОДНОЗНАЧНОСТЕЙ ПО АЗИМУТУ

Федоров Владимир Сергеевич

кандидат технических наук, начальник лаборатории АО «Корпорация «Фазотрон-НИИР»¹.

E-mail: vf3mail@gmail.com

Костров Виктор Васильевич

доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники Муромского института² (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: vyk_2004@rambler.ru

¹*Адрес:* 115516, Российская Федерация, г. Москва, Кавказский б-р, д. 59.

²*Адрес:* 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: При построении радиолокационных изображений земной или морской поверхности приходится сталкиваться с проблемой так называемой азимутальной неоднозначности, которая выражается в появлении на фоне основного изображения специфического шума, который представляет собой несфокусированное изображение, полученное при обработке сигнала, принятого по краям диаграммы направленности антенны. Эти ложные изображения суть многократные повторения основного изображения, наличие которых обусловлено структурой спектра дискретного сигнала. В статье предложено использовать при дискретизации принятого сигнала несколько независимых каналов, в которых точки дискретизации сдвинуты на определённые интервалы времени относительно первого канала. Разработан алгоритм выделения полезного сигнала путём последовательного исключения ложных сигналов.

Ключевые слова: радиолокационная станция с синтезированием апертуры (РСА), многоканальная обработка, радиолокационное изображение, азимутальная неоднозначность, спектр дискретного сигнала.

Введение

В настоящее время уровень развития технологий позволяет создавать антенны с активной фазированной решёткой (АФАР) достаточно высокой мощности при небольших линейных размерах. В принципе, это позволяет сделать очередной шаг вперёд в развитии инструментов радиолокационного наблюдения, создания радиолокационных станций с синтезированием апертуры (РСА) относительно небольших размеров, массы и, соответственно, стоимости. Одна из проблем, возникающая при разработке таких РЛС, состоит в том, что при малых размерах полотна антенны в азимутальном направлении ширина диаграммы направленно-

сти антенны (ДНА) существенно увеличивается, что приводит к появлению в пределах ДНА ложных сигналов, заметно снижающих качество получаемых при помощи РСА радиолокационных изображений (РЛИ) [1–3]. Эти сигналы представляют собой проявления так называемой азимутальной неоднозначности, которая является следствием специфической структуры спектра траекторного сигнала, принятого РСА после его дискретизации [1]. Для снижения сигналов азимутальной неоднозначности уже на этапе проектирования РСА и его режимов работы используется совместная оптимизация апертуры антенны и частоты повторения импульсов (ЧПИ) [4]. Однако часто наблюдае-

мые мощные сигналы от ансамблей точечных отражателей, которые попадают в поле зрения боковых лепестков антенны и отображаются на РЛИ, привели к разработке специальных алгоритмов снижения сигналов азимутальной неоднозначности [5–7], а также к применению различных методов кодирования зондирующего сигнала [8–10].

Разработка работоспособных алгоритмов, позволяющих снизить влияние неоднозначностей, на данном этапе развития методов построения РЛИ при помощи РСА становится актуальной задачей, поскольку требования к качеству РЛИ непрерывно возрастают. Одним из направлений борьбы с азимутальной неоднозначностью является применение многоканального РСА, в котором наряду с традиционными алгоритмами синтеза РЛИ применяется пространственно-временная адаптивная обработка [11, 12]. Однако для реализации такого подхода требуется создание многолучевой диаграммы направленности антенны и многоканального приёмного устройства, что не всегда доступно разработчику режимов съёмки. Отсюда возникает задача поиска новых алгоритмов подавления сигналов азимутальной неоднозначности в одноракурсных однолучевых РСА. Один из возможных подходов к решению этой задачи, основанный на организации внутренней многоканальности и особенностях фазовой структуры сигналов, представлен в данной статье.

Фазовая структура дискретного сигнала

Спектр дискретного сигнала представляет собой бесконечный набор экземпляров спектра соответствующего непрерывного сигнала, состоящих друг от друга на величину частоты повторения импульсов (ЧПИ). Азимутальные неоднозначности появляются на РЛИ, когда ширина доплеровского спектра непрерывного траекторного сигнала превышает F_p — выбранную частоту повторения. В результате различные части спектра дискретного сигнала в пределах $[-F_p/2, +F_p/2]$ накладываются, и

возникает так называемый эффект наложения спектров. Из-за однозначной связи доплеровского спектра отражённого сигнала с азимутальной координатой эти ложные изображения сдвинуты по времени относительно основного изображения на величины $\Delta t_m, m = 1, 2, \dots$, определяемые соотношением

$$k_a \Delta t_m = m F_p, \quad (1)$$

где $k_a = 2V^2/(\lambda r_0)$ — скорость изменения доплеровской частоты азимутального ЛЧМ-сигнала; V — путевая скорость; r_0 — наклонная дальность; λ — длина волны; m — номер зоны однозначности.

Соответственно, разность азимутальных координат истинного изображения цели на РЛИ и ложного изображения, соответствующего m -й неоднозначности,

$$\Delta x_m = m F_p \frac{\lambda r_0}{2V}. \quad (2)$$

Следуя [2, 5], рассмотрим фазовую структуру сигнала, отражённого от точечной цели. При отражении от точечной цели импульсный сигнал модулируется ЛЧМ-сигналом

$$h(x, r) = \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda r_0} x^2\right\} \cdot \delta[r - r_1(x)],$$

где $r_1(x) = r_0 + x^2/2r_0$.

Для дискретного сигнала имеем

$$h_s(x, r) = h(x, r) \cdot D(x),$$

где $D(x) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(x + nV/F_p)$.

Обозначим индикатор полуинтервала

$$\chi(x) = \begin{cases} 1, & x \in (-1/2, 1/2], \\ 0, & x \notin (-1/2, 1/2]. \end{cases}$$

Используя разбиение единицы и разложение в ряд Фурье дискретного периодического распределения $D(x)$, получим

$$h_s(x, r) = \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda r_0} x^2\right\} \cdot \delta[r - r_1(x)] \times \\ \times \frac{F_p}{V} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\left(j \frac{2\pi F_p}{V} xk\right) =$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{F_p}{V} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\exp\left(j \frac{2\pi F_p}{V} xk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda r_0} x^2\right) \times \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \delta[r - r_1(x)] \right] \chi\left(\frac{x + \Delta x_m}{\Delta x_1}\right) \right\} = \\
 &= \frac{F_p}{V} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \exp[j\phi_m(x)] \delta[r - r_1(x)] \times \right. \\
 &\quad \left. \times \chi\left(\frac{x + \Delta x_m}{\Delta x_1}\right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\left(j \frac{2\pi F_p}{V} x(k - m)\right) \right\} = \\
 &= \frac{F_p}{V} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \exp[j\phi_m(x)] \delta[r - r_1(x)] \chi\left(\frac{x + \Delta x_m}{\Delta x_1}\right) \right\} D(x),
 \end{aligned}$$

где $\phi_m(x) = -\frac{2\pi}{\lambda r_0} x + \frac{2\pi F_p}{V} xm$. (3)

Отсюда следует, что для огибающей фазы сигнала, отражённого от точечной цели, справедливо выражение

$$\varphi(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_m(x) \chi\left(\frac{x + \Delta x_m}{\Delta x_1}\right).$$

Учитывая (2) и (3) и вводя дополнительный сдвиг сигнала на величину δ_x , находим приращение фазы дискретного сигнала в окрестности центра m -й зоны однозначности по сравнению с нулевой зоной как функцию параметра δ_x

$$\begin{aligned}
 \Delta\phi_m(x) &= \phi_m(\Delta x_m + \delta_x) - \phi_m(\delta_x) = \\
 &= \frac{\pi\lambda r_0}{2V^2} F_p^2 m^2 - \frac{2\pi F_p}{V} \delta_x m.
 \end{aligned} \quad (4)$$

Подавление неоднозначностей

Из (4) следует, что если рассмотреть две дискретизации одного принятого сигнала, сдвинутые одна относительно другой на половину шага дискретизации, т.е. $\delta_x = V/2F_p$, то значения их фаз в зоне основного сигнала ($m = 0$) не будут отличаться. Для всех зон однозначности нечётного порядка m фазы будут отличаться на угол π , что позволяет выделять ложные сигналы нечётных порядков и устранять их.

Перейдём к более общему случаю. Обозначим шаг дискретизации по азимуту $\Delta = V/F_p$ и

$\Delta_l = \Delta/2^l$, $l = 1, 2, \dots$. Допустим, обработка принятого отражённого сигнала включает N_c приёмных каналов, каждый из которых содержит устройство АЦП. Настройка этих АЦП такова, что сигнал, записанный в l -й канал, $l = 1, \dots, N_c$, смещён на величину Δ_l относительно сигнала в 0-м канале. Опишем алгоритм исключения неоднозначностей и определим, каким должно быть число каналов N_c , если максимальный порядок учитываемой неоднозначности равен m .

Определение. Если для порядка неоднозначности m имеет место представление $m = 2^{l-1}(2k + 1)$ для некоторых целых чисел k и l , то l назовём степенью неоднозначности.

Например, степень 1 имеют все неоднозначности нечётного порядка. Из (4) следует, что относительный фракционный сдвиг на величину $\delta_x = \Delta_l$ (или на $\Delta_l(2p + 1)$, где p – целое число) приводит к повороту фазы сигнала в центре зон однозначности порядка $m = 2^{n-1}(2k + 1)$ и степени $1 \leq n \leq l$ на угол $\frac{\pi}{2^{l-n}}(2k + 1)$. Фазы сигнала в центре зон неоднозначности степеней $n > l$ при этом не изменяются.

Утверждение. Любое целое число m , удовлетворяющее условию $2^l \leq m < 2^{l+1}$, может быть единственным образом представлено в виде

$$m = 2^{L_1}(2k + 1), \text{ где } k \geq 0 \text{ и } L_1 \leq L. \quad (5)$$

Это следует из существования единственного двоичного разложения целого числа m . Тогда выбор $N_c = L + 2$, где $L = \lceil \log_2 m \rceil$, гарантирует, что для любой зоны неоднозначности, порядок которой не превышает m , в одном из приёмных каналов, а именно в канале с номером $L_1 + 1$, фаза сигнала повернётся по сравнению с 0-м каналом на угол π ($[x]$ означает округление числа x до ближайшего целого числа в меньшую сторону).

Предположим, требуется устранить азимутальные неоднозначности до порядка m_1 , удовлетворяющего условию $2^L \leq m_1 \leq 2^{L+1}$. Тогда минимальное значение фракционального сдвига должно составлять $\Delta_{L+1} = \Delta/2^{L+1}$. Для устранения неоднозначностей необходимо иметь экземпляры отражённого сигнала, сдвинутые относительно основного на расстояние Δ_i , $i=1, \dots, L+1$. В 0-м канале будет записан основной сигнал, в 1-м канале — сигнал, сдвинутый на Δ_1 , и так далее, в $L+1$ -м канале — сигнал, сдвинутый на Δ_{L+1} .

Алгоритм устранения ложных сигналов

Алгоритм выглядит следующим образом. Обозначим S_l вектор дискретного сигнала в l -м канале, а S'_l вектор ложного сигнала, содержащего все неоднозначности степени l . Так как фазы неоднозначностей порядка $2^{n-1}(2k+1)$ и степени $1 \leq n \leq l$ в l -м канале поворачиваются на углы $\frac{\pi}{2^{l-n}}(2k+1)$, можно выделить ложные сигналы с неоднозначностью степени l :

$$2S'_l = S_0 - S_l - \sum_{n=1}^{l-1} S'_n \cdot [1 - \exp(-j\Phi_{ln})], \quad l = 1, \dots, N_c, \quad (6)$$

где $\Phi_{ln} = \Phi_{ln}(x)$ — функция фазовых поправок.

Фазовые поправки вводятся для компенсации сдвигов фазы ложных сигналов степени $1 \leq n \leq l$ при выделении ложного сигнала степени $l > 1$, в соответствии с (6). Пусть имеется $P > 1$ точечных целей в одном строке дальности на интервале синтезирования, и $x^{(p)}$ координата p -й точечной цели. Зададим число ε , удовлетворяющее условию

$$\frac{V}{F_p} \leq \varepsilon < \min_{\substack{p, q=1, \dots, P \\ p \neq q}} \left\{ \min_m \left(\left| x^{(p)} - x^{(q)} + m\Delta x_1 \right| \right) \right\}. \quad (7)$$

Если $\left| x^{(p')} - x^{(q')} + m'\Delta x_1 \right| < V/F_p$ при некоторых значениях p', q', m' , то такое число ε не существует. В этом случае придётся ограни-

читься подавлением ложного сигнала степени $l = 1$.

Определим функцию фазовых поправок как

$$\Phi_{ln}(x) = \sum_{p=1}^P \left\{ \frac{\pi}{2^{l-n-1}} \left(\frac{x - x^{(p)}}{2^n \Delta x_1} + \frac{1}{2} \right) \times \sum_m \chi \left(\frac{x - x^{(p)} - m\Delta x_1}{\varepsilon} \right) \right\}. \quad (8)$$

Находя последовательно из (6) ложные сигналы по возрастанию степени неоднозначности и исключая их, получаем комплексный дискретный сигнал, свободный от неоднозначностей вплоть до порядка m_1

$$S = S_0 - \sum_{l=1}^{N_c-1} S'_l,$$

где $N_c = \lceil \log_2 m_1 \rceil + 2$. (9)

При выделении неоднозначностей степени $l > 1$, вообще говоря, необходимо располагать информацией об азимутальных координатах целей. Однако это утверждение не носит абсолютного характера. В частности, положение одиночной точечной цели достаточно знать с точностью до величины Δx_1 . В этом случае в (8) можно положить $\varepsilon = 2\Delta x_1$. Так же можно поступить, если координаты нескольких целей попадают в интервал длины $2\Delta x_1$. Для этой группы целей фазовые поправки будут задаваться одним слагаемым суммы в (8). В качестве $x^{(p)}$ выбираем центр этого интервала.

Моделирование

Проводилось моделирование работы алгоритма подавления азимутальных неоднозначностей в маршрутном режиме при параметрах, заданных в таблице 1. Амплитуда сигнала и среднеквадратическое отклонение шума приведены в условных относительных единицах. В таблице 2 приведены основные расчётные параметры. Отметим, что значение разрешающей способности по азимутальной координате близко к своему минимальному значению, рассчитанному по соотношению $\delta_{azmin} = K_{az} d_{az} / 2$, где d_{az} — раскрыв антенны в азимутальной

Таблица 1.

Параметр	Значение
Высота орбиты, км	350
Орбитальная скорость, м/с	7701
Путевая (наземная) скорость, м/с	7298
Длина волны, см	3,14
Угол визирования, градусы	25
Частота повторения импульсов, кГц	2,0
Длина антенны по азимуту, м	1,52
Амплитуда сигнала	1
Сигма шума	1
Число целей	1

плоскости, K_{az} — коэффициент улучшения разрешения по азимуту в РСА космического базирования [13]. В рамках рассматриваемого примера величина K_{az} составляет примерно 0,95, следовательно, $\delta_{azmin} = 0,72$ м.

Результаты моделирования

Для исходных и расчётных параметров проводилось математическое моделирование процедуры синтеза РЛИ в азимутальной плоскости. Основной целью такого эксперимента является качественный анализ и выявление общих тенденций поведения алгоритма снижения ложных сигналов в различных тактических ситуациях. На рис. 1 и рис. 2 показан идеализированный случай (при отсутствии шума) сигнала от точечной цели, расположенной в центре интервала синтезирования, и ложные сигналы 1 и 2 порядка. Как видно, сигналы неоднозначно-

Таблица 2.

Параметр	Значение
Наклонная дальность, км	388,5
Разрешение по азимуту, м	0,816
Время синтезирования, с	1,024
Число отсчетов по азимуту	2048
Число отсчетов в зоне однозначности	402

сти создают на РЛИ достаточно яркие (всего на 3...5 дБ ниже уровня основного сигнала) точечные объекты. После обработки с использованием предложенного алгоритма ложные сигналы заметно снижаются, уровень подавления составляет порядка 62 дБ.

На рис. 3 и рис. 4 показан случай сигнала от точечной цели, которая смещена от центрального направления на азимутальный угол $0,2^\circ$, и ложные сигналы 1 и 2 порядка. Внутренние шумы отсутствуют. Заметим, что ложный сигнал может превышать уровень отклика полезной цели, что существенно затрудняет дешифрирование РЛИ. Кроме того, вокруг отклика на точечную цель начинают проявляться боковые лепестки. После применения алгоритма устранения ложных сигналов картина в азимутальном сечении существенно улучшается: ложные сигналы подавляются на 53 дБ, полезная цель наблюдается только на фоне боковых лепестков, уровень которых составляет порядка минус 30 дБ.

Для оценки влияния шума на работу алгоритма устранения ложных сигналов к модели траекторного сигнала с амплитудой 1 подме-

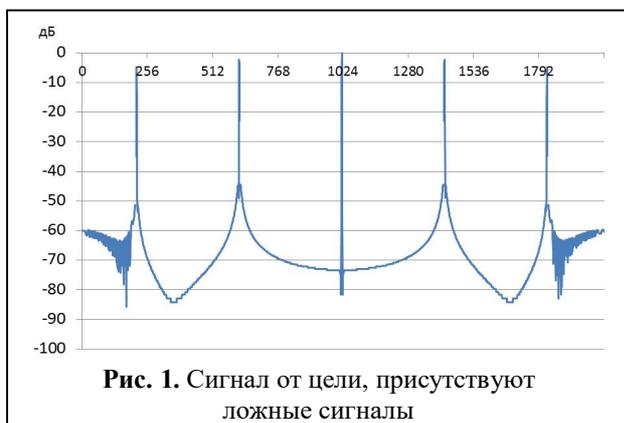


Рис. 1. Сигнал от цели, присутствуют ложные сигналы

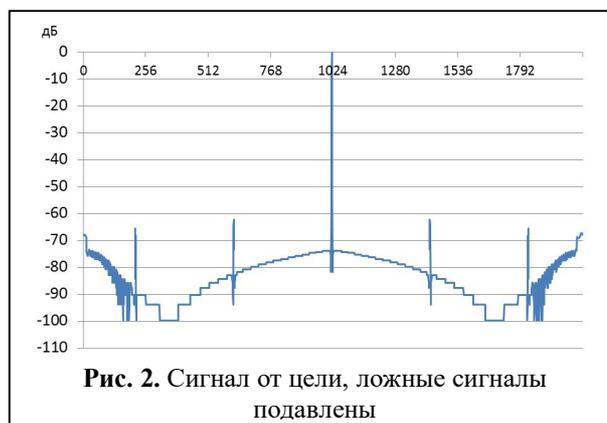
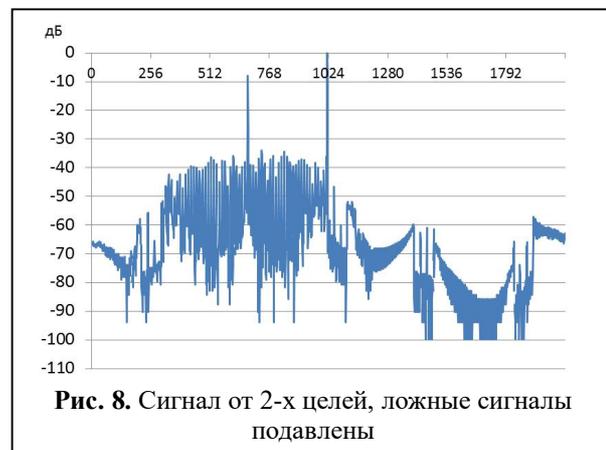
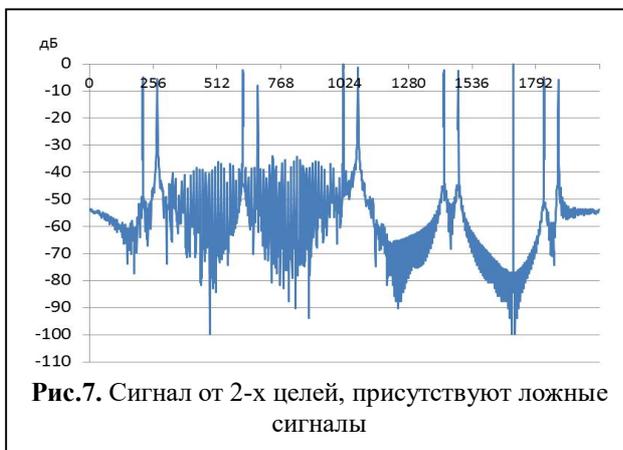
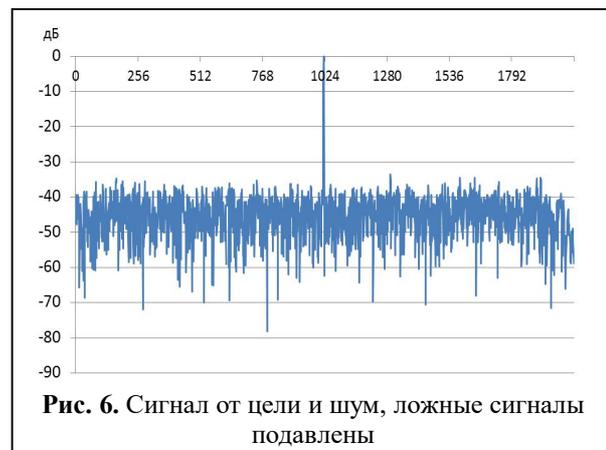
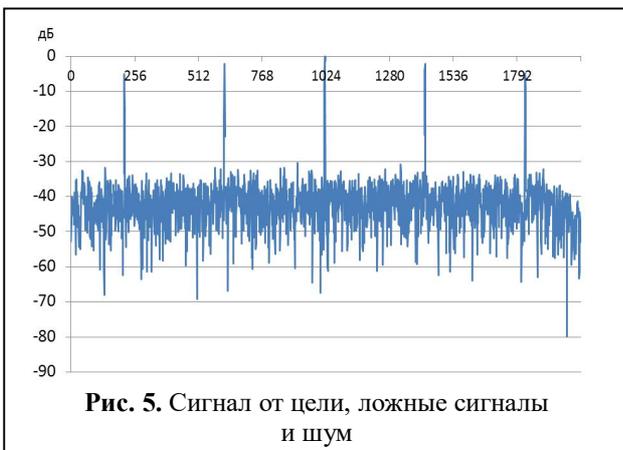
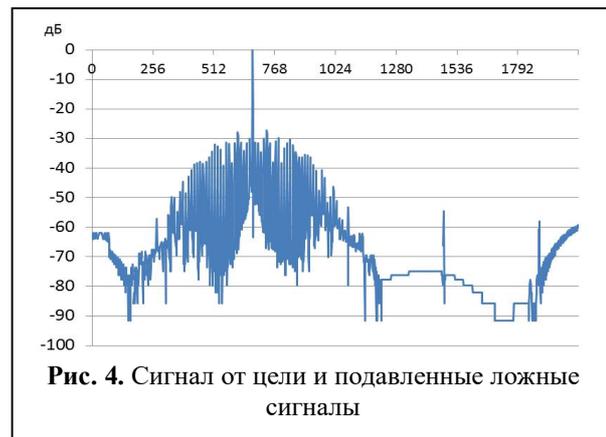
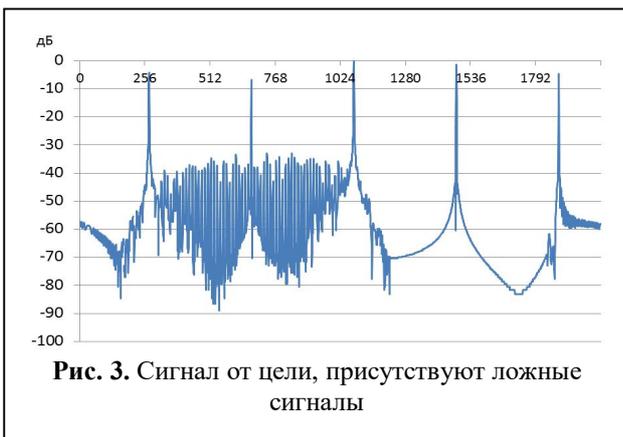


Рис. 2. Сигнал от цели, ложные сигналы подавлены



шивался нормальный шум с дисперсией, равной 1. Рис. 5 и 6 соответствуют случаю расположения точечной цели в центре интервала синтезирования. Ложные сигналы имеют 1 и 2 порядок однозначности. Из сравнения рис. 5 с рис. 1 видно, что шум скрыл все особенности взаимодействия полезного сигнала и ложных сигналов. Использование предложенного алгоритма практически устраняет ложные сигналы, поскольку их уровень становится ниже уровня

шума, и шум маскирует остатки подавления помех (рис. 6).

На рис. 7 показан азимутальный сигнал от 2-х точечных целей, из которых одна находится в центре интервала синтезирования, а вторая смещена по азимуту на $0,2^\circ$, а также ложные сигналы 1 и 2 порядка от обеих целей при отсутствии шума. Результат подавления мешающих сигналов представлен на рис. 8, из которого следует, что сигналы полезных целей

выделены без нарушения баланса амплитуд, в то время как уровень помех снизился не менее чем на 36 дБ.

Выводы

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного алгоритма. Данный алгоритм обеспечивает подавление неоднозначностей, в том числе высоких порядков и от нескольких целей, в присутствии шума. Уровень подавления ложных сигналов несколько снижается, если цель смещается от центра интервала синтезирования, но наличие второго сигнала практически не влияет на уровень подавления. Следует отметить, что при моделировании синтеза РЛИ не учитывался эффект миграции сигнала по каналам дальности, который в типовых высокодетальных режимах приводит к некоторой деградации РЛИ.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турок В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. / Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника. 2010. 680 с.
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений: учебник для курсантов ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского. / Под ред. Л. А. Школьного. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.
3. Петров А.С., Прилуцкий А.А., Волченков А.С. Угломестная и азимутальная неоднозначности сигнала, принимаемого аппаратурой космического радиолокатора с синтезированной апертурой // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2019. № 1 (43). С. 39–47.
4. Mehlis J.G. Synthetic aperture radar range-azimuth ambiguity design and constraints // Proc. of IEEE Int. Radar Conf., 1980. Pp. 143–152.

5. Moreira A. Suppressing the azimuth ambiguities in synthetic aperture radar images // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1993. Vol. 31. No. 4. Pp. 885–895.
6. Guarnieri A.M. Adaptive removal of azimuth ambiguities in SAR images // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2005. Vol. 43. No. 3. Pp. 625–633.
7. Chen J., Wang K., Yang W., Liu W. Accurate Reconstruction and Suppression for Azimuth Ambiguities in Spaceborne Stripmap SAR Images // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2017. Vol. 14 (1). Pp. 102–106.
8. Bordononi F., Younis M., Krieger G. Ambiguity suppression by Azimuth Phase Coding in multichannel SAR systems // IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp., Vancouver, BC, Canada, 2011. Pp. 4457–4460.
9. Jin G., Wang Y., Yang H., Song C. Precise Ambiguity Performance Evaluation for Space-borne SAR with Diverse Waveforms // Remote Sensing. 2023. Vol. 15(7). P. 1895.
10. Бабокин М.И., Савостьянов В.Ю., Степин В.Г. Частотная и фазовая модуляция ЛЧМ сигналов РСА малых космических аппаратов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. №4. С. 32–41.
11. Li Z., Wang H., Su T., Bao Z. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR systems // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2005. Vol. 2. No. 1. Pp. 82–86.
12. Zhao P., Deng Y., Wang W., Zhang Y., Wang R. Ambiguity Suppression Based on Joint Optimization for Multichannel Hybrid and $\pi/4$ Quad-Pol SAR Systems // Remote Sensing. 2021. Vol. 13. No. 1907. 22 p.
13. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн: Конспекты лекций / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. Муром: МИ ВлГУ, 2017. С. 76–113.

Поступила 15 сентября 2023 г.

English

SIGNAL MULTICHANNEL PROCESSING IN A SPACE-BASED SAR IN PRESENCE OF AZIMUTH AMBIGUITY

Vladimir Sergeevich Fedorov — PhD, the Head of Laboratory, Corporation Phasotron-NIIR¹.
E-mail: vf3mail@gmail.com

Victor Vasilyevich Kostrov — Grand Dr. in Engineering, Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute² (branch) “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.
E-mail: vyk_2004@rambler.ru

¹Address: 115516, Moscow, Kavkazsky b., 59, str. 1.

²Address: 602264, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Orlovskaya St., 23.

Abstract: Power increase of ambiguity interference is to be faced when developing SAR (synthetic aperture radar) for a small-size SV (space vehicle). This is due to the fact that the aim to minimize the weight-size parameters of the space facility results in the linear size contraction of SAR antenna, both in the angular plane and azimuth bearing. Accordingly, antenna beam-width (ABD) appears to be bigger than usual with consequent false signals in ABD vicinity and that reduces RI (radar image) quality. This phenomenon is commonly referred to as azimuth ambiguity when examining interference towards moving SV and range ambiguity if RI is analyzed in crosswise direction. The article proposes a way to minimize azimuth ambiguity impact on the radar image quality. The phase structure of quantized signal was analyzed around the nucleus of unambiguity m -area to identify discrepancies between the ambiguity signals and the signals of the major survey area. As it follows from the examination, if we pick up two quantizations of one received signal, one of which is delayed relative to the other by half of T_p , sounding period then their phase values in the basic signal area ($m = 0$) will not differ. All odd-order unambiguity m -areas will have π , — angular disparity phases and that enables to select odd-order false signals and eliminate them. Generally, processing of the received echo signal comprises N_c -receiving channels, each of which has ADC (analog-to-digital converter). ADC tuning is such that the signal recorded in l -channel, $l = 1, \dots, N_c - 1$, is obtained by quantizing the received signal with $T_p/2^l$ time delay relative to 0-channel signal. The article describes an algorithm for eliminating ambiguities using such signals and shows what the number of N_c -channels should be if the maximum order of the regarded ambiguity equals to m . There was performed mathematical simulation of the algorithm for suppressing azimuth ambiguity in en-route mode in the case of one or two point targets in the same range gate observed at various angles and plus white noise. The simulation results indicated that the proposed algorithm is operational ensuring ambiguity suppression including high-order one from multiple targets and in noise environment.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), multichannel processing, radar image, azimuth ambiguity, discrete signal spectrum.

References

1. Verba V.S., Neronskiy L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. Space-borne Earth Surveillance Radar Systems. Ed. by V.S. Verba. Moscow: Radiotekhnika, 2010. 680 p.
2. Radar systems of aerial reconnaissance, decoding of radar images: a textbook for cadets of the VVIA named after Professor N.E. Zhukovsky. Ed. by L.A. Shkolny. Moscow: VVIA named after Prof. N.E. Zhukovsky, 2008. 531 p.
3. Petrov A.C., Prilutsky A.A., Volchenkov A.S. Angular and azimuthal ambiguities of the signal received by the synthesized aperture space radar equipment. Vestnik NPO imeni S.A. Lavochkina. 2019. No. 1 (43). Pp. 39–47.
4. Mehlis J.G. Synthetic aperture radar range-azimuth ambiguity design and constraints. Proc. of IEEE Int. Radar Conf., 1980. Pp. 143–152.
5. Moreira A. Suppressing the azimuth ambiguities in synthetic aperture radar images. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1993. Vol. 31. No. 4. Pp. 885–895.
6. Guarnieri A.M. Adaptive removal of azimuth ambiguities in SAR images. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2005. Vol. 43. No. 3. Pp. 625–633.
7. Chen J., Wang K., Yang W., Liu W. Accurate Reconstruction and Suppression for Azimuth Ambiguities in Spaceborne Stripmap SAR Images. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2017. Vol. 14 (1). Pp. 102–106.
8. Bordoni F., Younis M., Krieger G. Ambiguity suppression by Azimuth Phase Coding in multichannel SAR systems. IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp., Vancouver, BC, Canada, 2011. Pp. 4457–4460.
9. Jin G., Wang Y., Yang H., Song C. Precise Ambiguity Performance Evaluation for Space-borne SAR with Diverse Waveforms. Remote Sensing. 2023. Vol. 15(7). P. 1895.
10. Babokin M.I., Savostyanov V.Yu., Stepin V.G. Frequency and phase modulation of LFM signals in a small-size spacecraft-based SAR. Radioengineering and telecommunication systems. 2023. No. 4. Pp. 32–41.
11. Li Z., Wang H., Su T., Bao Z. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR systems. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2005. Vol. 2. No. 1. Pp. 82–86.
12. Zhao P., Deng Y., Wang W., Zhang Y., Wang R. Ambiguity Suppression Based on Joint Optimization for Multichannel Hybrid and $\pi/4$ Quad-Pol SAR Systems. Remote Sensing. 2021. Vol. 13. No. 1907. 22 p.
13. Kostrov V.V., Tolstov E.F. Problems of remote sensing of the Earth using high-resolution satellite radars. Problems of remote sensing, propagation and radio wave propagation: Lecture notes. VII All-Russian Armand readings: young. school. Murom: MI VISU, 2017. Pp. 76–113.