

Подавление помех неоднозначности по дальности при помощи методов кодирования зондирующих сигналов в РСА космического базирования

К.К. Храмов¹, С.Н. Жиганов¹, В.П. Макаров², Д.А. Тараскин¹

¹ Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602254, г. Муром, ул. Орловская, 23

E-mail: hramovkk@gmail.com, s_zh_72@mail.ru, taraskin0320@icloud.com

² АО «НПО Лавочкина»

141402, Московская область, г. Химки, ул. Ленинградская, д. 24,

E-mail: makarov951vyacheslav@yandex.ru

В представленной работе проведен анализ существующих подходов для борьбы с помехами неоднозначности по дальности в радиолокационных системах с синтезированной апертурой космического базирования.

Ключевые слова: радар с синтезированной апертурой, помехи неоднозначности по дальности, сканирование земной поверхности, широкополосные сигналы

Suppression of range ambiguity interference using methods of encoding probing signals in a space-based RSA

K.K. Khramov¹, S.N. Zhiganov¹, V.P. Makarov², D.A. Taraskin¹

¹ Murom Institute of Vladimir State University

² JSC Lavochkin Association

The paper analyzes existing approaches to suppress of range ambiguity in space-borne synthetic aperture radar systems.

Keywords: synthetic aperture radar, range ambiguity, scanning of the Earth's surface, broadband signals

Введение

В последние десятилетия во всем мире активно развиваются системы дистанционного зондирования земной поверхности космического базирования, использующие радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА). Радиолокационные изображения (РЛИ), получаемые с помощью подобных систем, имеют высокое разрешение, они формируются независимо от наличия облаков и в любое время суток, и их применяют при проведении поисковых работ, в сельском хозяйстве, в картографии и геологии. Разрабатываемые в настоящее время системы должны иметь широкую полосу сканирования земной поверхности в несколько десятков километров при обеспечении разрешающей способности в десятки сантиметров. В этом случае, усугубляются противоречия, которые свойственны используемому методу получения РЛИ. Одно из них – это возрастающий уровень помех неоднозначности по азимуту и дальности.

Помехи неоднозначности наиболее сильно проявляются в РСА космического базирования, и в основе их появления лежит противоречие в выборе периода следования зондирующего сигнала. С одной стороны, период должен обеспечивать однозначное определение дальности сканируемой области земной поверхности и его значение должно быть достаточно большим, с другой стороны для обеспечения условий теоремы Найквиста при дискретизации сигналов по азимуту, период должен иметь малое

значение для формирования диапазона доплеровских частот. Поэтому изменение периода следования приводит к появлению тех или иных помех. Следует отметить, что при построении локаторов период следования импульсов выбирают, как правило, из условия минимизации одного вида помехи, а при помощи разработанных алгоритмов подавляют другой тип помех неоднозначности.

Алгоритмы подавления помех неоднозначности разрабатываются под конкретную систему зондирования, ее параметры, типы конструкций антенн, виды сканирования пространства, решаемые задачи и в настоящее время только направлений разработки алгоритмов можно насчитать около десятка. В представленной работе представлено описание только малой части методов подавления помех неоднозначности по дальности, основанных на кодировании зондирующих сигналов.

Формирование помех неоднозначности по дальности при сканировании пространства

Прежде, чем рассматривать алгоритмы обработки, посмотрим, как получаются помехи неоднозначности по дальности при сканировании пространства с помощью РСА. Будем считать, что зондирование земной поверхности осуществляется радиолокатором, находящимся на борту космического аппарата в режиме бокового обзора, и зоны неоднозначности формируются боковыми лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА) в угломестной плоскости, как показано на рис. 1. Передача и прием сигналов осуществляется на одну антенную систему. Период следования зондирующих сигналов РСА выбирается существенно меньше максимально возможного времени задержки отраженного сигнала, определяемого геометрией съемки. На вход приемного устройства вместе с отраженным из основной зоны сканирования сигналом поступают сигналы из соседних периодов излучения. В общем случае, может быть k неоднозначных сигналов, расположенных до и после сигнала, пришедшего из основной зоны сканирования. Зоны неоднозначности, находящиеся ближе к носителю РСА, принято обозначать знаком «-», а дальше знаком «+». На рис. 1 для примера показаны две зоны неоднозначности обозначенные на -1 и +1.

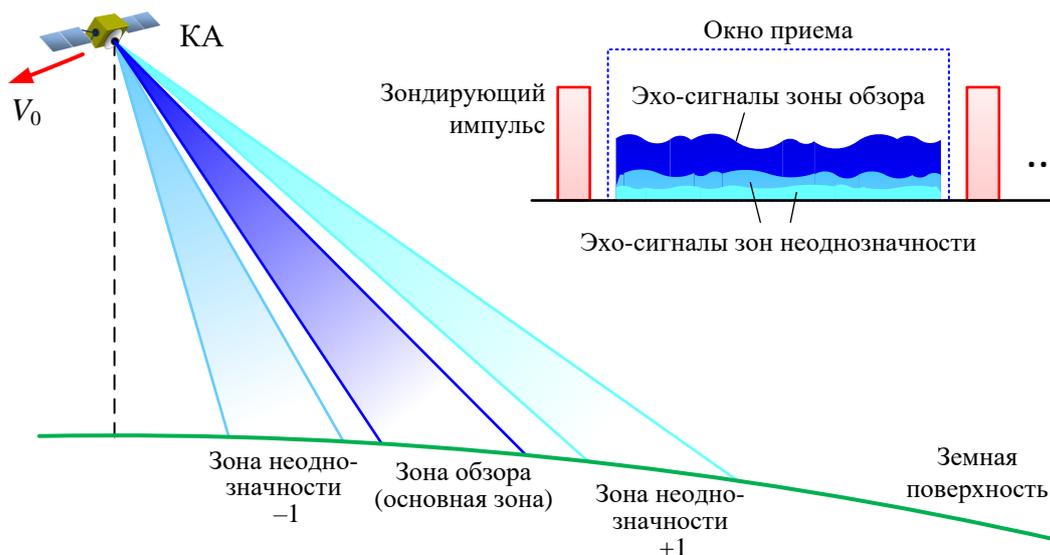


Рис. 1. Иллюстрация неоднозначностей по дальности

Из рис. 2 видно, что неоднозначные сигналы по дальности формируются из отраженных импульсов, полученных в разные моменты времени, и пришедших из

разных зон по дальности. Отраженный от цели сигнал (точка A на рис. 2) приходит из области основного лепестка ДНА и имеет значение дальности $R(t)$, где t – «медленное» азимутальное время, а отраженные сигналы в предыдущий и последующий периоды формируют сигналы неоднозначности. Они приходят по боковым лепесткам ДНА и имеют значения наклонной дальности:

$$R'_n(t) = R(t) + \frac{c \cdot k}{2 \cdot PRF} \quad (\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots), \quad (1)$$

где c – скорость света;

PRF – частота следования импульсов.

Основной и неоднозначные сигналы смешиваются на входе приемного устройства и суммарный сигнал может быть представлен в виде:

$$s(\tau, t) = s_{main}(\tau, t) + \sum_k s_{ambiguity}(\tau, t, k), \quad (2)$$

где τ – «быстрое» время по дальности.

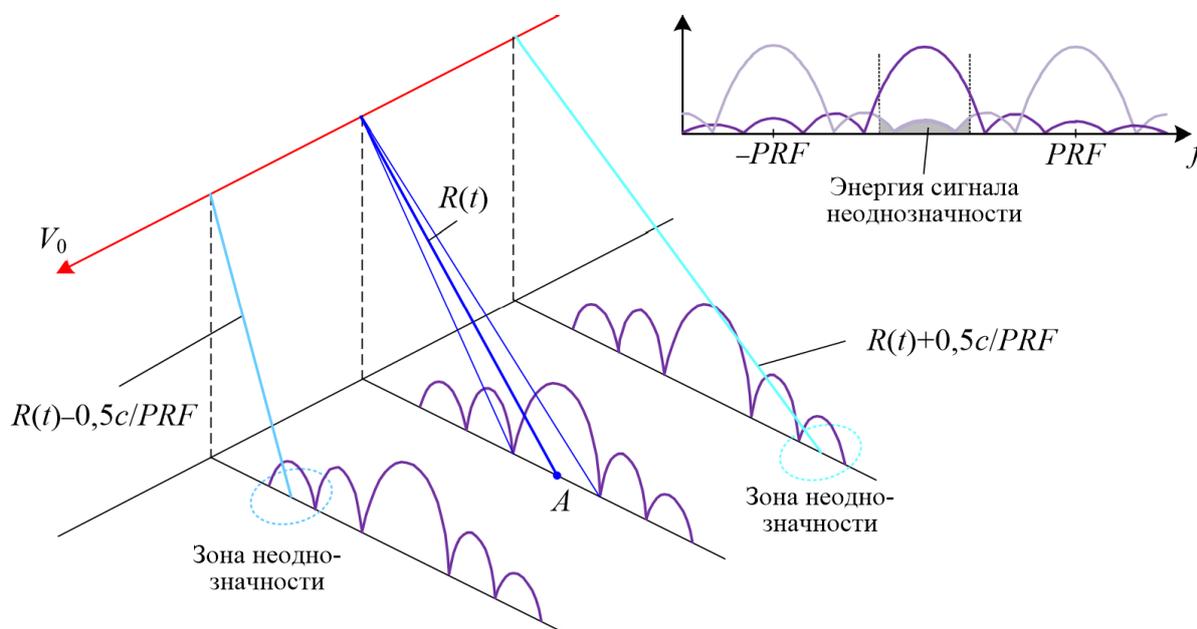


Рис. 2. Формирование неоднозначности по дальности

Из рис. 1 и 2 и полученного выражения видно, что основной сигнал складывается с помехами неоднозначности по дальности, мощность которых зависит от отражающей способности объектов и дальности до них.

Методы подавления помех неоднозначности по дальности

Большинство существующих систем РСА в качестве зондирующих используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Поскольку помеховыми являются сигналы из соседних периодов зондирования, то очевидно, что для подавления неоднозначных сигналов необходимо эти сигналы разделять по какому-либо признаку, или использовать ортогональные сигналы. Первые системы, обеспечивающие подавление помех неоднозначности по дальности, использовали квазиортогональные ЛЧМ сигналы, у которых частота изменялась по разным законам – увеличивалась и уменьшалась на интервале излучения сигнала, т.е. обеспечивалось изменение частоты «вверх» и «вниз» [1]. Для таких зондирующих сигналов с длительностью импульсов T_p и девиацией частоты k_f сигналы неоднозначности можно описать в виде:

$$s_{ambiguity}(\tau, t, n) = \sigma_n \cdot W_a(t, n) \cdot W_r \left[\tau - 2R'_n(t) / c \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R'_n(t) \right] \times \\ \times \exp \left[-(-1)^{|n|} j \pi k_r \left(\tau - \frac{2R'_n(t)}{c} \right)^2 \right], \quad (3)$$

где σ_n – интенсивность обратного рассеяния поверхности Земли;

λ – длина волны зондирующего сигнала;

$W_r(\dots)$ и $W_a(\dots)$ – диаграммы направленности антенны по дальности и азимуту.

При этом траекторные сигналы для основной области описываются выражением:

$$s_{main}(\tau, t, n) = \sigma \cdot W_a(t, n) \cdot W_r \left[\tau - 2R(t) / c \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R(t) \right] \cdot \exp \left[-j \pi k_r \left(\tau - \frac{2R(t)}{c} \right)^2 \right]. \quad (4)$$

Из этих выражений видно, что сигналы неоднозначности с нечетным n имеют противоположную скорость модуляции относительно основного сигнала, в то время как у сигналов с четными n скорость модуляции та же самая.

Сжатие сигнала, у которого частота увеличивается, с помощью фильтра, настроенного на частоту изменения «вниз» приведет к расфокусировке изображения вдоль направления дальности и к следующему результату сжатия:

$$s_{de}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{rect} \left[\frac{\tau}{2T_p} \right] \cdot \exp \left[-j \frac{\pi k_r \tau^2}{2} \right]. \quad (5)$$

Для сравнения, результат правильной фильтрации ЛЧМ сигнала с частотой изменения «вверх» имеет вид:

$$s_{down}(\tau) = \exp \left[-j \frac{\pi}{4} \right] \cdot \sqrt{k_r T_p^2} \sin c \left[\pi k_r T_p \tau \right], \quad (6)$$

где $k_r T_p^2$ – коэффициент сжатия.

Отсюда видно, что амплитуда несогласованных неоднозначных сигналов при нечетном n уменьшается на $1/\sqrt{2 \cdot k_r \cdot T_p^2}$.

Этот метод в таком виде применим для режимов работы РСА, предназначенных для обнаружения компактных объектов на слабо отражающей поверхности. Для задач наблюдения протяженных объектов метод малоэффективен, поскольку на РЛИ отношение мощности сигнала к помехе от смещенных на рекуррентную дальность участков будет близко к единице.

В статье [2] предложено на основе зондирования пространства при помощи ЛЧМ сигналов с изменением частоты «вверх» и «вниз» подавлять помехи неоднозначности на РЛИ. Для этого на синтезированном РЛИ обнаруживают при помощи пространственного окна области с неоднозначностями, а затем удаляют помехи в найденной области.

Для обнаружения области с помехами неоднозначности используется алгоритм стабилизации вероятности ложных тревог, который позволяет обнаружить точечные цели на сильноконтрастном фоне, что широко применяется при обнаружении кораблей на фоне моря. В работе [2] был использован двухпараметрический алгоритм обнаружения. Для этого формируется три пространственных окна, как показано на рис. 3, и сравнивается среднее значение пикселей в целевом окне с адаптивно вычисляемым порогом по значениям пикселей в фоновом окне. Порог рассчитывается исходя из вероятности ложных тревог и модели фона, которая определялась распределением Гаусса со средним значением μ и среднеквадратическим отклонением σ в фоновом окне.

Размер окна цели должен совпадать с минимальным размером обнаруживаемых целей. Размер защитного окна, как правило, в два раза превышает максимальный размер целевого окна, в то время как фоновое окно выбирается в два или четыре раза больше размера защитного окна. Смещение всех трех окон по изображению происходит на размер целевого окна. В работе отмечено, что требуется подбирать размеры окон вручную, индивидуально для каждого получаемого изображения.

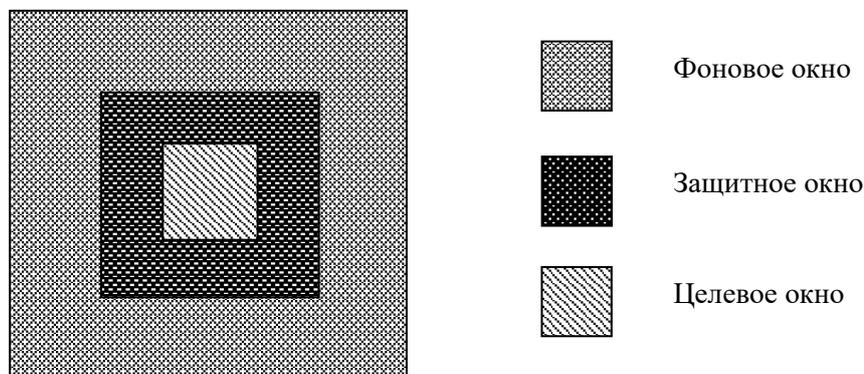


Рис. 3. Формирование трех квадратных пространственных окон

Если среднее значение пикселей превышает значение порога, то выносится решение об обнаружении цели, искаженной помехами неоднозначности. Таким образом, по всему РЛИ составляется карта обнаруженных неоднозначных областей.

Для подавления неоднозначностей реализуется следующий подход. После процедуры обнаружения все изображение можно разделить на две части:

$$s_{im}(x, y) = \sum_{i, j \in Cre} s_{im}(i, j) + \sum_{p, q \in Cde} s_{im}(p, q), \quad (7)$$

где Cre – область с позициями обнаруженных пикселей;

Cde – оставшаяся область.

Затем амплитуды пикселей из областей, которые не превысили порог, уменьшают в N раз, т.е. получаем результирующее изображение:

$$s_{pr}(x, y) = \sum_{i, j \in Cre} s_{im}(i, j) + \sum_{p, q \in Cde} s_{im}(p, q) / N. \quad (8)$$

Степень подавления N выбирается из соображений того, чтобы мощность сигнала неоднозначности была ниже, чем мощность основного сигнала на 0–5 дБ.

Подобный подход позволяет снизить помехи неоднозначности по дальности на РЛИ на 10-15 дБ.

Второе направление систем зондирования основано на том, что каждый зондирующий ЛЧМ сигнал дополнительно модулируется по фазе. В работе [3] предложено использовать случайный закон модуляции зондирующего сигнала по фазе на величину $0, \pi$. При использовании этого метода происходит декоррелирование ложных изображений, при этом помеха неоднозначности сводится к увеличению шума, со снижением спектральных составляющих в рабочей области и с возможностью их подавления при некогерентном накоплении РЛИ. Использование известных процедур фильтрации спекл-шума, не подавляющих точечные цели (например, алгоритм σ -фильтрации), может привести к получению РЛИ, пригодного для обнаружения точечных объектов на РЛИ.

В работах [4, 5] развивается этот метод борьбы с помехами неоднозначности по дальности. В результате модуляции каждый передаваемый ЛЧМ импульс умножается на фазовый коэффициент $e^{j\varphi(n)}$, значение которого зависит от номера импульса n . Для

спутниковых систем РСА время прохождения сигнала до земной поверхности и обратно значительно превышает интервал следования импульсов, поэтому импульс n отражается и принимается как импульс с номером $n+m$.

В результате демодуляции фазовый коэффициент пропадает у импульсов, отраженных от основной полосы. Это достигается за счет умножения сигнала на фазовый коэффициент $e^{-j\varphi(n-m)}$. По сравнению с основной полосой сканирования, отражения от k -й полосы дальности образует k -ую неоднозначность по дальности. Время распространения этого импульса в двух направлениях равно значению k , умноженному на время повторения импульсов, и, следовательно, в результате демодуляции в этом импульсе содержится остаточная фаза модуляции, которая равна:

$$\varphi_{res}(n) = \varphi(n-m-k) - \varphi(n-m). \quad (9)$$

Рис. 4 иллюстрирует основную идею метода подавления неоднозначности в доплеровской области частот. В силу геометрии съемки считаем, что неоднозначности по дальности для $k > 3$ отсутствуют. Для простоты ось абсцисс задает изменение частоты Доплера относительно нуля в положительную и отрицательную области. На рис. 4(а) схематично показаны спектры пяти последовательно излученных импульсов в координатах частота Доплера-дальность. Из рис. 4(а) видно, что спектры всех излучаемых импульсов перекрываются, в том числе и спектры трех последующих импульсов (черные овалы на рисунке) будут накладываться на спектр нулевого импульса, создавая тем самым помехи неоднозначности по дальности. На рис.4(б) в результате остаточной модуляции $\varphi_{res}(n)$ импульсы с 1 по 3 сместились по спектру таким образом, что они не перекрывают спектр основного сигнала под номер 0. Это позволяет использовать азимутальный фильтр для подавления спектров сигналов с 1 по 3.

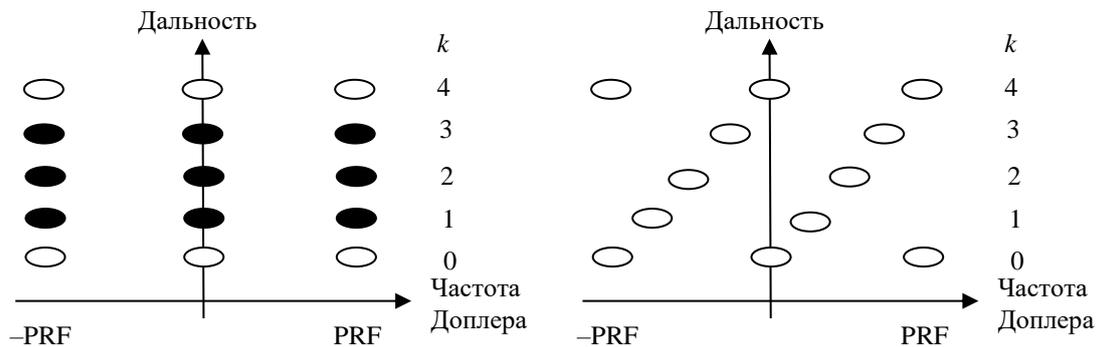


Рис. 4. Доплеровские спектры
(а) исходные, (б) после модуляции и демодуляции

Для смещения спектра неоднозначностей, остаточная фаза должна задаваться линейной функцией от n . Например, первая неоднозначность смещается на $f_1 = f_{PRF}/M$ (M – общее число неоднозначностей), если:

$$\varphi_{res}(n) = \varphi(n-m-k) - \varphi(n-m) = \frac{2\pi n}{M} + \varphi_c. \quad (10)$$

Здесь φ_c – произвольная константа. Решением это уравнения может быть функция:

$$\varphi(n) = -\frac{\pi}{M} n^2, \quad (11)$$

а для произвольного числа неоднозначностей k , остаточная модуляция определяется выражением:

$$\varphi_{res}(n) = \frac{2\pi}{M} kn - \frac{\pi}{M} (k^2 + 2mk). \quad (12)$$

Последний член является константой, не имеющей значения, но первый член линеен по n и сдвигает доплеровский спектр k -й неоднозначности на $k f_{PRF}/M$. Это означает, что спектральный сдвиг пропорционален числу неоднозначностей.

В работе [6] предложен другой закон изменения фазы в зондирующих импульсах. Для борьбы с неоднозначностью по дальности предлагается изменять начальную фазу от импульса к импульсу по закону:

$$\phi_k = \phi_{k-(m-n)} + \pi(k+1), \quad (13)$$

где n – номер импульса, пришедшего из зоны неоднозначности, а m – номер импульса, пришедшего из основной зоны облучения.

Как и в предыдущем случае, в результате согласованной обработки смеси двух импульсов (пришедшего из основной зоны и неоднозначной) получится два отклика, один из них имеет нулевой фазовый сдвиг, а у второго значение фазы будет отлично от нуля и его можно подавить из общей смеси сигналов при помощи фильтра.

Например, если закон изменения фазы для случая $|m-n|=1$ определяется выражением

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \pi k + [\pi],$$

тогда изменение фазы от импульса к импульсу будет иметь вид

$$0, 0, \pi, \pi, 0, 0, \pi, \pi, 0, 0, \pi, \pi, 0, 0, \pi, \pi, \dots$$

В этом случае разность фаз $\phi_{k-n} - \phi_{k-m}$ по модулю 2π в неоднозначном канале

$$0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, \dots$$

или

$$\pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \pi, 0, \dots$$

в зависимости от разности $m-n=\pm 1$.

На рис. 5 приведены законы изменения фазы от импульса к импульсу. На втором графике показан закон изменения начальной фазы импульсов из 1 зоны неоднозначности и результат фазовой демодуляции сигналов из первой зоны неоднозначности. Из рис. 5 видно, что начальная фаза импульсов из первой зоны неоднозначности принимает значения либо 0 либо π , в отличие от основного сигнала, у которого в каждом импульсе начальная фаза равна нулю.

В работе [6] показано, что подобный закон изменения фазы от импульса к импульсу на выходе демодулятора сохраняется в любой зоне неоднозначности.

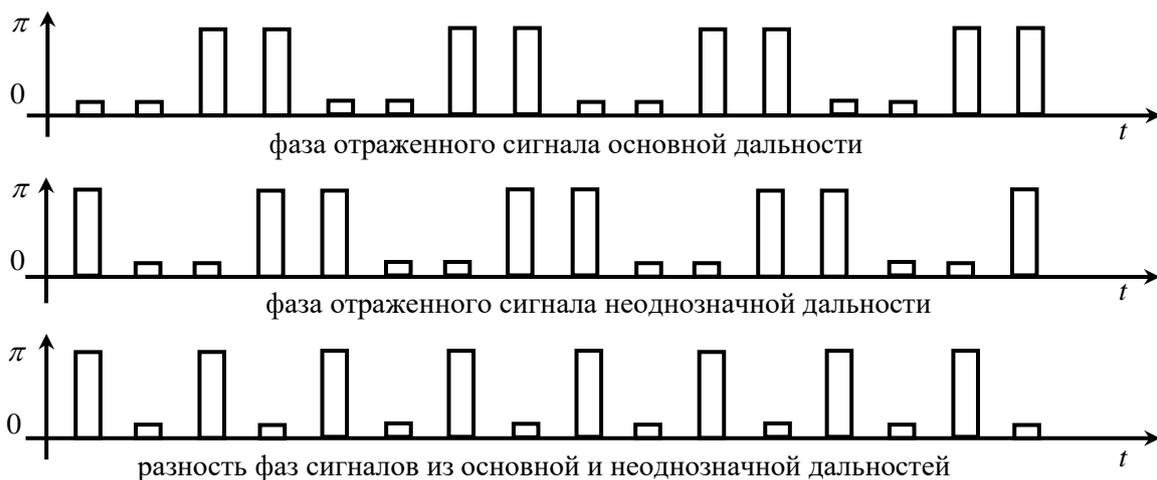


Рис. 5. Иллюстрация фазовой модуляции отраженного-сигнала с неоднозначной дальностью для $m-n=\pm 1$

Эту фазовую зависимость от импульса к импульсу и можно использовать для разделения основного сигнала и неоднозначных.

Ряд исследователей объединили оба вышеописанных подхода. В работе [7] предложено поочередно излучать ЛЧМ сигналы с изменением частоты «вверх» и «вниз» и каждый импульс дополнительно модулировать по фазе на 0 или π . В приемнике основные сигналы обрабатываются при помощи согласованных фильтров, а амплитуды неоднозначных сигналов уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз и их девиация частоты уменьшается в 2 раза, а длительность увеличивается в 2 раза. После домножения этого сигнал на $\exp[j(-1)^n \varphi]$ спектр неоднозначного сигнала смещается и можно подавить большую часть его энергии при помощи доплеровской фильтрации.

Третье направление алгоритмов обработки основано на использовании сигналов, отличных от сигналов с ЛЧМ. Возможности применения ODFM сигналов для устранения помех неоднозначности по дальности посвящена статья [8]. Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является цифровой схемой модуляции, которая формирует сигнал из большого количества близко расположенных ортогональных поднесущих. В работе для создания двух ортогональных сигналов предлагается последовательно излучать два OFDM сигнала, каждый из которых можно представить в виде:

$$s_a(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N p(t) a_i \exp(j2\pi f_i t),$$

$$s_b(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N p(t) b_i \exp(j2\pi f_i t),$$
(14)

где f_c – несущая частота колебаний;

$p(t)$ – огибающая отдельной составляющей сигнала, в работе предлагается использовать прямоугольную огибающую $p(t)=1$;

f_i – поднесущие частоты;

$a_i \in \{0,1\}$, значение $a_i = 1$, соответствует присутствию поднесущей в колебании, а $a_i = 0$ – ее отсутствию; у второго сигнала $b_i = 1 - a_i$.

Этот метод является модификацией метода зондирования при помощи ЛЧМ сигнала с последовательным изменением закона частоты «вверх» и «вниз», с той лишь разницей, что в предложенном методе так же формируются два широкополосных сигнала заданной полосы частот, ортогональность которых обеспечивается за счет наличия поднесущей в первом сигнале и отсутствия ее во втором. Метод позволяет бороться с помехами неоднозначности из соседних зон неоднозначности.

В последних работах учеными предлагается в качестве зондирующих использовать фазо-кодированные (ФКМ) сигналы, которые позволяют формировать ансамбли ортогональных сигналов, практически неограниченного объема (см., например, [9]). Однако, как показано в работах [10, 11], за счет того, что тело неопределенности ФКМ сигналов имеет кнопочную форму, для построения качественных РЛИ потребуется более сложная обработка первичного радиолокационного сигнала. Эффективность применения ФКМ сигналов в системах с РСА требует еще своего осмысления.

Можно выделить еще несколько подходов к подавлению помех неоднозначности по дальности. В работе [1] предложен проект двухрежимного РСА, использующего сложный зондирующий сигнал, представляющий собой пачку ЛЧМ-радиоимпульсов с полосой частот 1...2 МГц, смещенных по несущей частоте, следующих с высокой частотой повторения, которая обеспечивает однозначность сигнала по азимуту. Период следования пачек выбран из условия однозначности сигналов по дальности. Суммарная полоса частот сигналов составляет 100 МГц.

Принципиально возможна декорреляция сигналов неоднозначности по азимуту путем изменения частоты повторения по случайному закону (модуляции частоты

повторения). Однако, практически, этот способ малоэффективен, так как требует увеличения частоты повторения и приводит к сокращению зоны сканирования.

Заключение

Как показал проведенный анализ исследований методов борьбы с помехами неоднозначности по дальности, кодирование зондирующих импульсов позволяет эффективно подавлять подобные помехи, либо существенно снижать их уровень.

Для подавления помех, искажающих точечные цели, эффективно использовать изменение закона изменения частоты ЛЧМ сигналов «вверх» и «вниз». Если использовать дополнительное кодирование по фазе по тому или иному закону, то можно разнести спектры сигналов, полученных от разных зон неоднозначности, и подавить их при помощи фильтров, либо существенно ослабить их уровень. Причем этот подход является эффективным как для точечных, так и для распределенных целей.

Отдельное направление борьбы с помехами – это использование в качестве зондирующих ортогональных сигналов. Одним из возможных ансамблей таких сигналов является применение ODFM сигналов, которые за счет ортогональности рассеивают помехи неоднозначности при несогласованной обработке.

Эффективность применения ортогональных ФКМ сигналов, ансамбли большой длины которых можно получить известными методами, для получения РЛИ с низким уровнем помех неоднозначности по дальности ждет своего подтверждения в дальнейших исследованиях.

Исследование выполнено при поддержке гранта РНФ № 23-29-10114.

Литература

1. Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны / Учеб. Пособие / СПбГУАП. СПб., 1999. Ч. 2. 220 с.
2. Wen X., Qiu X., Han B., Ding C., Lei B., Chen Q. A Range Ambiguity Suppression Processing Method for Spaceborne SAR with Up and Down Chirp Modulation // Sensors 2018, 18, 1454; Pp.1-15. DOI:10.3390/s18051454.
3. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
4. Dall J., Kusk A. Azimuth Phase Coding for Range Ambiguity Suppression in SAR // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS-2004). Vol. 3. Pp.1734-1737. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2004.1370667>.
5. F. Bordoni, M. Younis and G. Krieger, "Ambiguity suppression by Azimuth Phase Coding in multichannel SAR systems," 2011 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Vancouver, BC, Canada, 2011, pp. 4457-4460, doi: 10.1109/IGARSS.2011.6050222.
6. Doerry A.W. SAR Ambiguous Range Suppression // SANDIA REPORT. SAND2006-5332. Unlimited Release. Printed September 2006. 16 p. DOI: 10.2172/893128.
7. W. Xu, P. Huang and W. Tan, "Azimuth Phase Coding by Up and Down Chirp Modulation for Range Ambiguity Suppression," in IEEE Access, vol. 7, pp. 143780-143791, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2944871.
8. Freeman A. On Ambiguities in SAR Design // Jet Propulsion Laboratory, USA. 2004. 4 p.

9. Савостьянов В.Ю. Применение ортогональных ФКМ сигналов для устранения в РСА неоднозначности по дальности // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2024. – С. 13 – 18. DOI 10.24412/2221-2574-2024-1-13-18
10. Leśnik Cz., Serafin P., Kawalec A. Azimuth ambiguity suppression in SAR images using Doppler-sensitive signals // Bulletin of the Polish academy of sciences. Technical sciences. Vol. 63, No. 1, 2015. Pp.221-227. DOI: 10.1515/bpasts-2015-0026
11. Kamrath L., Baginski M., Martin S. Reduction of Doppler and Range Ambiguity Using AES-192 Encryption-Based Pulse Coding // Sensors 23(5):2568, February 2023, <https://doi.org/10.3390/s23052568>