

Влияние интегрального уровня боковых лепестков ортогональных полиномов сигнала РСА на качество измерений

А. И. Захаров

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал (ФИРЭ РАН), 141190 Московская область, г. Фрязино, пл. Введенского, 1, e-mail: aizakhar@sunclass.ire.rssi.ru

В работе обсуждается проблема наложения эхо-сигналов РСА с разных дальностей при недостаточно высокой частоте повторения зондирующих импульсов. В ряде работ данную проблему пытаются решать путем попеременного излучения ортогональных зондирующих сигналов, что позволяет успешно подавлять ложные сигналы ярких точечных целей из соседних периодов повторения. Однако, как показано в данной работе на примере ЛЧМ и ФКМ сигналов, высокий интегральный уровень боковых лепестков ортогональных полиномов искажает качественные измерения отражательных свойств слабо отражающих поверхностей по соседству с яркими протяженными объектами.

The paper discusses an aliasing problem of SAR signals in the case of insufficient level of pulse repetition frequency. A number of papers in open literature discusses an application of orthogonal signals as a way of elimination the signals of bright targets from adjacent repetition periods. Our results show, that orthogonal chirp signals and pseudorandom signals have unacceptable high level of integrated sidelobes, what leads to the distortion of scattering properties of the surface being measured by unwanted signal of extended bright surfaces from adjacent repeat period.

Введение

Правильный выбор параметров радиолокационного сигнала является ключевым моментом при построении такой сложной системы как РСА. Одним из ключевых моментов является выбор частоты повторения зондирующих импульсов. С одной стороны, частота повторения должна быть не меньше полосы доплеровских частот отраженного сигнала. В то же время, она не должна быть слишком высокой, чтобы избежать рекуррентных помех по дальности, в виде наложения эхо-сигналов соседних зондирующих импульсов при съемке полосы поверхности в широкозахватном режиме.

Один из рассматриваемых в литературе способов разрешения проблемы рекуррентных помех при сравнительно высокой частоте повторения – «окрашивание» зондирующих импульсов с последующим разделением наложившихся эхо-сигналов в ходе наземной цифровой обработки. Один из вариантов окраски основан на использовании ортогональных функций для внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала. Известно большое количество ортогональных функций, применяемых в радиолокации, однако наиболее часто в практических применениях используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и фазокодоманипулированные (ФКМ) сигналы.

Основные характеристики ЛЧМ и ФКМ сигналов

ЛЧМ сигнал описывается следующей формулой:

$$s(t) = \exp\left(j2\pi b\left(t - \frac{\tau_i}{2}\right)^2\right), \quad (1)$$

где b – отношение разности мгновенных частот в начале и конце импульса, или девиации частоты f_{dev} к длительности импульса τ_i .

При положительном b говорят об ЛЧМ сигнале с линейно растущей частотой, при отрицательном – с падающей частотой. Сечения функции неопределенности ЛЧМ сигнала длительностью τ_i имеют следующий вид по осям запаздывания и частоты:

$$c(\tau, 0) = (\tau_i - |\tau|) \sin c(\pi b \tau (\tau_i - |\tau|)), \quad (2)$$

$$c(0, f) = \sin c(\pi f \tau_i). \quad (3)$$

Разрешение по запаздыванию, как ширина главного лепестка функции из (2), равно $1/f_{dev}$. Разрешение по частоте примерно равно $1/\tau_i$. Известно, что уровень первого бокового лепестка по мощности равен – 13 дБ. Интегральный уровень боковых лепестков ЛЧМ сигнала по дальности равен –11 дБ.

Сигналы с фазокодовой модуляцией, или ФКМ сигналы – один из очень немногих видов сигналов, также используемых в картировании земных покровов радиолокационными средствами. ФКМ сигнал задается следующей формулой:

$$s(t) = \exp(j2\pi f t + \varphi_k), \quad (4)$$

где фаза φ_k принимает некоторые дискретные значения.

Например, для бинарного кодирования фаза $\varphi_k = 0$ или π , в зависимости от значения текущего элемента кода. М-последовательность или последовательность сдвигового регистра – один из вариантов таких кодов. Длина М-последовательности определяется количеством разрядов сдвигового регистра m и равна $N=2^m-1$. Характерной особенностью корреляционной функции непериодической М-последовательности является острый пик единичного уровня при нулевом сдвиге с равномерным шумовым пьедесталом мощностью примерно $1/N$. Разрешение по дальности равно длительности элементарного импульса τ_i , в течение которого фаза φ_k принимает фиксированное значение 0 или π . Интегральный уровень боковых лепестков М-последовательности равен –7 дБ независимо от длины кода. Свойства М-последовательностей, в частности, влияние интегрального уровня боковых лепестков этих сигналов на качество радарных измерений, детально исследовались в [1,2].

Проанализируем свойства взаимно-корреляционной функции (ВКФ) ортогональных сигналов. ВКФ для ЛЧМ сигналов с растущей частотой $s(b, t)$ и падающей частотой $s(-b, t)$ при девиации частоты 511 Гц, длительности 1 с и частоте кантования 512 Гц показана на рис. 1.

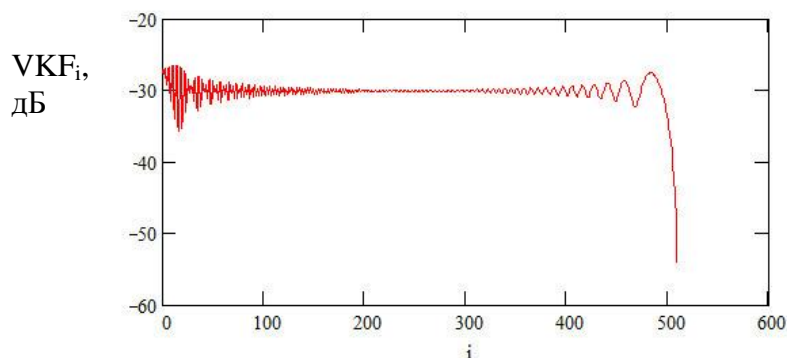


Рис. 1. Взаимно-корреляционная функция ортогональных ЛЧМ сигналов

Для ЛЧМ сигналов с данными параметрами и нулевым взаимным сдвигом $VKF_0 = -27$ дБ. Следовательно, сигнал точечной цели, ортогональный сигналу, использованному при сжатии эхо-сигнала по дальности, будет подавлен на 27 дБ. Необходимо отметить

наличие большого количества ненулевых боковых лепестков на графике. Интегральный уровень боковых лепестков $SI = -3$ дБ.

Для формирования ортогональных ФКМ сигналов возьмем 2 псевдослучайные последовательности, получаемые фазовой модуляцией сигнала М-последовательностью, которая формируется с помощью закольцованного 9-разрядного сдвигового регистра. На вход этого регистра поступает результат суммирования отводов {9, 8, 7, 2} и {9, 8, 6, 5}. ВКФ этих сигналов приведена на рис. 2. При нулевом сдвиге $VKF_0 = -24$ дБ, а интегральный уровень боковых лепестков $SI = -3$ дБ. Как и в случае ЛЧМ, можно отметить хорошее подавление, на 24 дБ, сигналов точечных целей. Интегральный уровень боковых лепестков для ортогональных ФКМ сигналов также весьма высок.

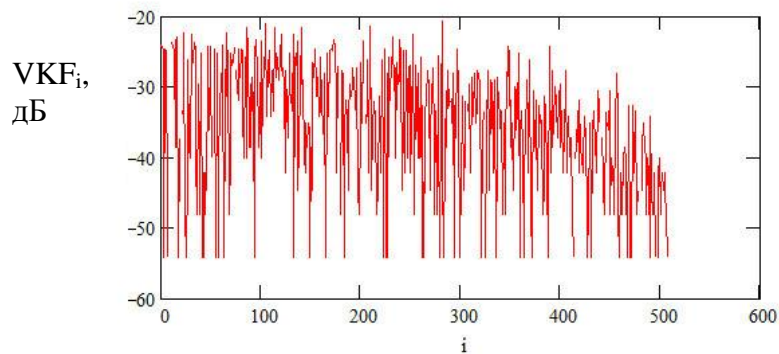


Рис. 2. Взаимно-корреляционная функция ортогональных ФКМ сигналов

Явление наложения сигналов соседних зондирующих импульсов может быть проиллюстрировано с помощью схемы радарной съемки на рис. 3.

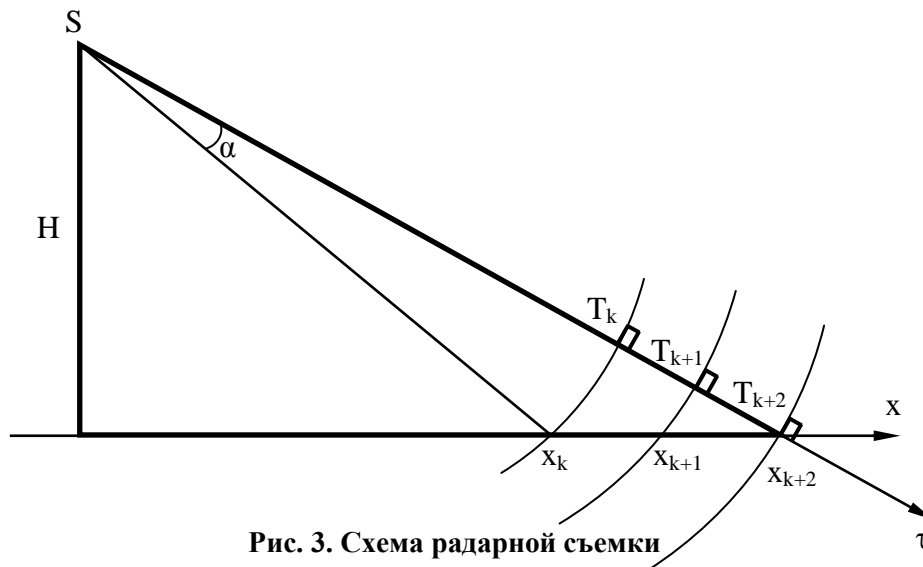


Рис. 3. Схема радарной съемки

На этом рисунке радар находится в точке S на высоте H над снимаемой поверхностью. Антенна радара с шириной диаграммы направленности α освещает участок поверхности между точками x_k и x_{k+2} . Излученные с периодом повторения T импульсы T_i отражаются от точек поверхности x_i и суммируются. Так, сигнал импульса T_k , отразившийся от точки x_k сложится с сигналом импульса T_{k+1} от точки x_{k+1} . При использовании одного и того же зондирующего импульса в каждой из посылок это приводит к наложению изображения участков поверхности с дальностей, отстоящих по запаздыванию на период повторения T .

Моделирование: съемка реальной поверхности радаром X-диапазона

Проведем сравнение ортогональных сигналов, как средства подавления рекуррентных помех по дальности, на примере радиолокационной съемки модельной поверхности с удельной эффективной площадью рассеяния (УЭПР) i -го элемента поверхности σ_i^0 и случайной начальной фазой φ_i^0 , распределенной равномерно на интервале $0-2\pi$. Выражение для реализации сигнала поверхности может быть записано в следующем виде:

$$a_i = \sqrt{\sigma_i^0} \exp(j\varphi_i), \quad \varphi_i \in [0; 2\pi), \quad (5)$$

где i - номер отражающего элемента поверхности.

Отраженный сигнал поверхности r_i при использовании длинного зондирующего импульса tc учетом наложения эхо-сигнала импульса из предыдущего периода зондирования можно записать в виде свертки

$$r_i = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{i-j} m_j^k + s_{i+N-j} m_j^{k+1}), \quad (6)$$

где m_j —отсчеты зондирующего импульса, причем m_j^k и m_j^{k+1} - отсчеты чередующихся ортогональных импульсов. Здесь отсчеты эхо-сигнала поверхности s_i и s_{i+N} разнесены во времени на N отсчетов во времени (дискретный аналог периода повторения T).

Для восстановления исходного высокого разрешения выполним согласованную фильтрацию отраженного сигнала с использованием копии зондирующего сигнала, которая обычно выполняется в частотной области с использованием алгоритма БПФ. Восстановленное таким образом изображение можно сравнить по интенсивности и фазе с исходным, чтобы оценить искажающее влияние свойств ортогональных зондирующих сигналов.

УЭПР реальных объектов поверхности в X-диапазоне, равно как и структура поверхности могут меняться в больших пределах. Для демонстрации результатов исследования в условиях, приближенных к реальным, нами взяты радарные изображения, полученные с борта аппарата Шаттл в 1994 году в X-диапазоне. На радарных изображениях Подмосковья, района ЧАЭС, побережья Каспия, района Забайкалья содержатся снимки различных форм рельефа с УЭПР в широком диапазоне значений. В ходе моделирования значения УЭПР пикселей этих изображений подставлялись в (5).

Наиболее представительными являются искажения изображения пересеченного рельефа в гористой местности. На рис. 4 и 5 приведены фрагменты снимков края Баргузинской долины в Забайкалье. В результате наложения сигнала поверхности, отстоящей на период неоднозначности по дальности, значительная часть слабо отражающей поверхности на правом изображении оказалась скрытой шумами боковых лепестков ВКФ. Уровень УЭПР равнинной поверхности почти не отличается от УЭПР гористой области. На фоне шумов остались различимы яркие точечные цели и отражения от передних склонов хребтов.

На карте фазовых ошибок рис. 5 полутонами показаны отклонения фазы от номинального значения. Перепады яркости от 0 до 255 соответствуют изменению ошибок от -180^0 до 180^0 . Интегральный шум боковых лепестков ВКФ привел к семикратному увеличению фазовых шумов, что приведет к росту ошибок измерения высот рельефа методами радарной интерферометрии.

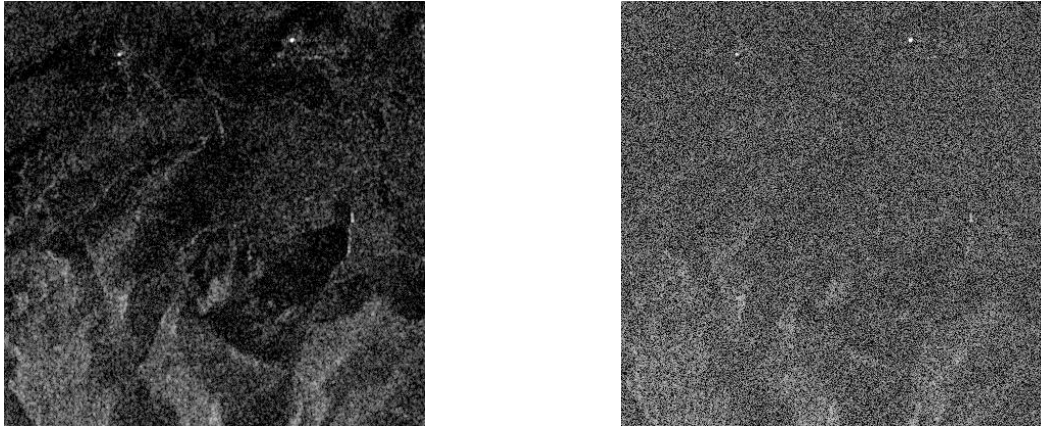


Рис. 4. Слева: исходное радарное изображение, справа: изображение, искаженное наложением сигнала из соседнего периода повторения.

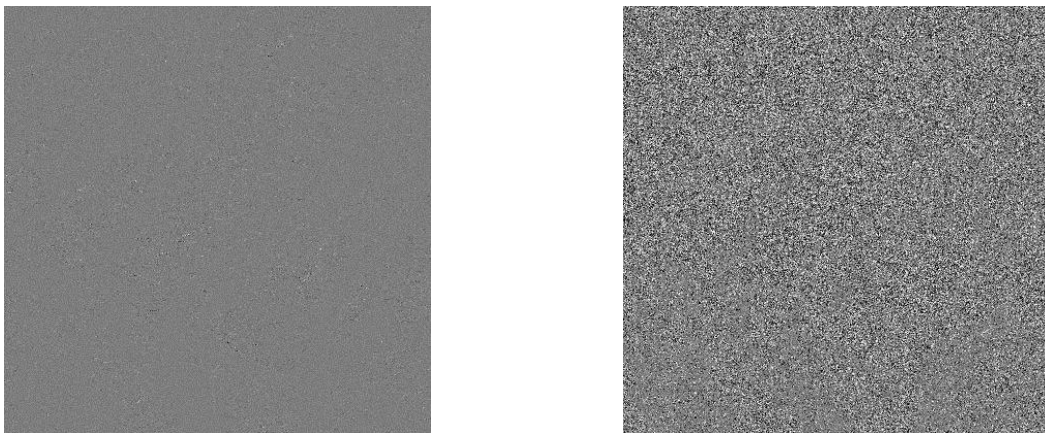


Рис. 5. Слева: исходная карта фазовых ошибок, справа: изображение, карта фазовых ошибок, искаженная наложением сигнала из соседнего периода повторения.

Заключение

Использование чередующихся ортогональных полиномов в соседних циклах излучения с целью расширения полосы захвата РСА приводит к заметному зашумлению полезного сигнала в данном цикле приема мешающим сигналом из предыдущего цикла, просочившимся через боковые лепестки взаимно-корреляционной функции ортогональных сигналов. Это справедливо в равной мере и для ЛЧМ, и для ФКМ сигналов.

Литература

1. Захаров А.И, Влияние параметров зондирующего сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой на качество измерений при решении задач дистанционного зондирования Земли, Космонавтика и Ракетостроение, №3 (68), 2012, с 118-124.
2. Захаров А. И., Влияние интегрального уровня боковых лепестков сигнала РСА на качество измерений // II Всероссийские Армандовские чтения [Электронный ресурс]: Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред/ Материалы V Всероссийской науч. конф. (Муром, 26-28 июня 2012 г.) – Муром; Изд. Полигр. центр МИ ВлГУ, 2012.-567 с. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), с 462-466.