

1. Радиолокация поверхности радарными с синтезированной апертурой.

1.1. Основы РСА. Разрешение по дальности и азимуту.

Радиолокаторы (или радары) бокового обзора и их более совершенная разновидность, радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА), рассматриваемые в этой главе, получили широкое распространение в исследованиях темных покровов. Структура радиолокатора бокового обзора принципиально не отличается от структуры радара, предназначенного для решения задачи обнаружения и измерения дальности до цели с помощью коротких электромагнитных импульсов. На его обобщенной блок-схеме на рис. 1.1 указаны ключевые компоненты радара: 1- командная радиопередача с антенной 12, по которой в бортовой процессор управления 2 поступают команды на проведение сеанса съемки; по командам бортового процессора управления и синхронизатора в блоке формирования сигнала 3 формируется зондирующий сигнал с требуемой полосой частот и длительностью, который поступает в передатчик 4; зондирующий сигнал в передатчике переносится на несущую частоту, усиливается и через антенный переключатель 5 поступает в антенну радара 14; отраженный сигнал приходит на эту же антенну, затем через антенный переключатель поступает в приемник 6, усиливается, и после фазового детектора 7 квадратурные компоненты сигнала подаются на аналого-цифровой преобразователь 8; накопленные в бортовой памяти 9 массивы отсчетов оцифрованного сигнала по линии передачи данных 10 через антенну 13 передаются на наземный приемный пункт для последующей обработки.

На рис. 1.2. показана условная схема зондирования поверхности радиолокатором бокового обзора. Принципиальной особенностью этого радара является проведение измерений сбоку по ходу движения спутника. Результатом работы радиолокатора бокового обзора является обнаружение отражения от участка поверхности (эхо-сигнала «цели») и измерение дальности r до точки поверхности P через измерение запаздывания τ .

$$r = c\tau / 2. \quad (1.1)$$

Здесь r – расстояние от спутника A до точки P_i на поверхности (см. рис. 1.2).

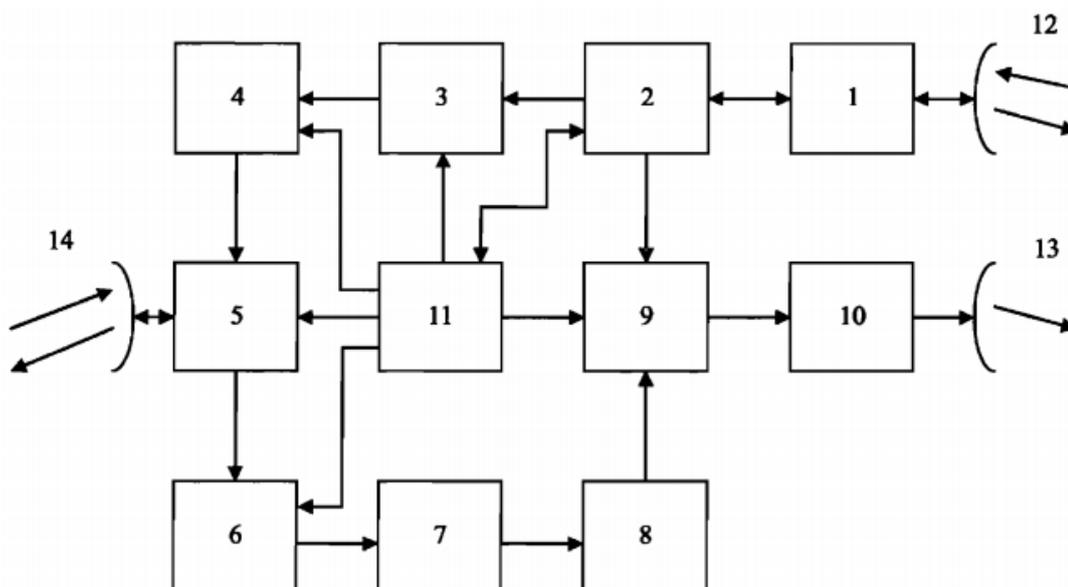


Рис. 1.1 Типичная блок-схема радара

Положение точки поверхности в так называемой радиолокационной системе координат определяется дальностью r до точки P_i (либо её удаленностью от подспутниковой точки B по оси y) и её положением вдоль оси движения x .

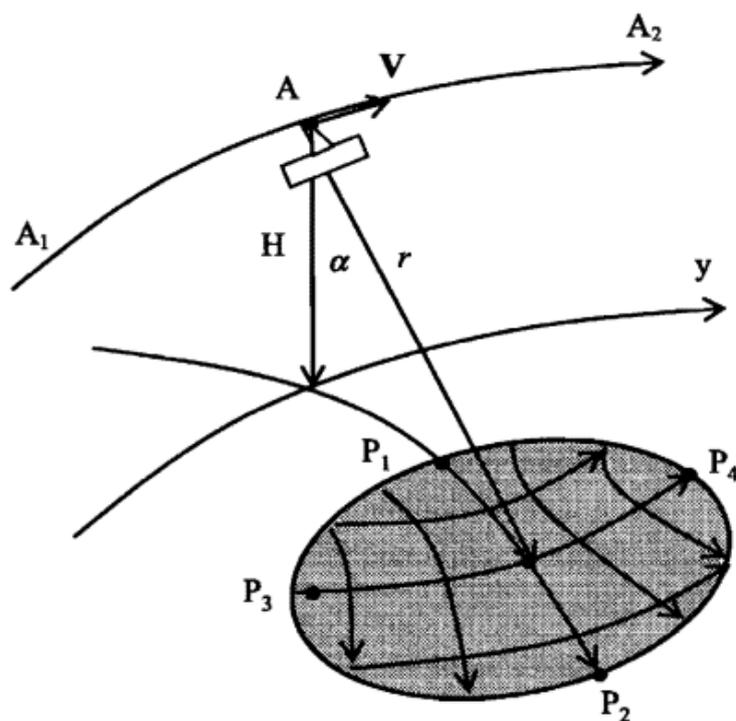


Рис. 1.2. Геометрия съемки поверхности радаром бокового обзора.

Разрешающая способность радара δr по дальности определяется параметрами зондирующего импульса, при использовании импульса без внутриимпульсной модуляции она определяется длительностью T_i импульса следующим образом

$$\delta r = cT_i / 2. \quad (1.2)$$

При использовании зондирующего импульса с внутриимпульсной модуляцией, например линейной частотной модуляцией, разрешение определяется полосой частот сигнала ΔF_m

$$\delta r = c / (2\Delta F_m). \quad (1.3)$$

Разрешение по наземной дальности или по координате x связано с разрешением по наклонной дальности через синус угла падения волн θ простым соотношением

$$\delta x = \delta r / \sin \theta.$$

Разрешение в другом направлении, вдоль линии движения y , определяется шириной диаграммы направленности антенны. Будем различать реальную, “физическую“, антенну с линейным размером D радиолокатора бокового обзора и синтезированную антенну с условным размером l_A , у РСА. Для синфазного равноамплитудного распределения поля в апертуре антенны с линейным размером D диаграмма направленности согласно [87] описывается выражением

$$G(\alpha_0) = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} D \sin \alpha_a\right)}{\frac{\pi}{\lambda} D \sin \alpha_a} \right]^2. \quad (1.4)$$

Здесь α_0 - угол отклонения от электрической оси антенны. Вдоль электрической оси антенны, при $\alpha_0=0$, усиление максимально и спадает до нуля при $\alpha_0=\lambda D^{-1}$. Дальнейшие небольшие периодические повышения значения коэффициента усиления с периодом λD^{-1} называются боковыми лепестками. На рис. 1.3 показан случай, когда сигнал приходит с направления на точку P_1 , которому соответствует нуль диаграммы направленности антенны. В этом случае

дополнительная длина пути сигнала относительно фазового центра антенны меняется от $-\lambda/2$ до $\lambda/2$ на краях апертуры D по сравнению с направлением на точку P_0 , лежащую на электрической оси, что приводит к появлению линейно меняющегося фазового набега от $-\pi$ до π . При когерентном суммировании сигналов в пределах апертуры это даст нуль. Ширина диаграммы антенны $\Delta\alpha$ по уровню половинной мощности определяется как

$$\Delta\alpha = 0.89\lambda D^{-1} \approx \lambda D^{-1}, \quad (1.5)$$

что примерно в два раза меньше углового расстояния между первыми нулями диаграммы.

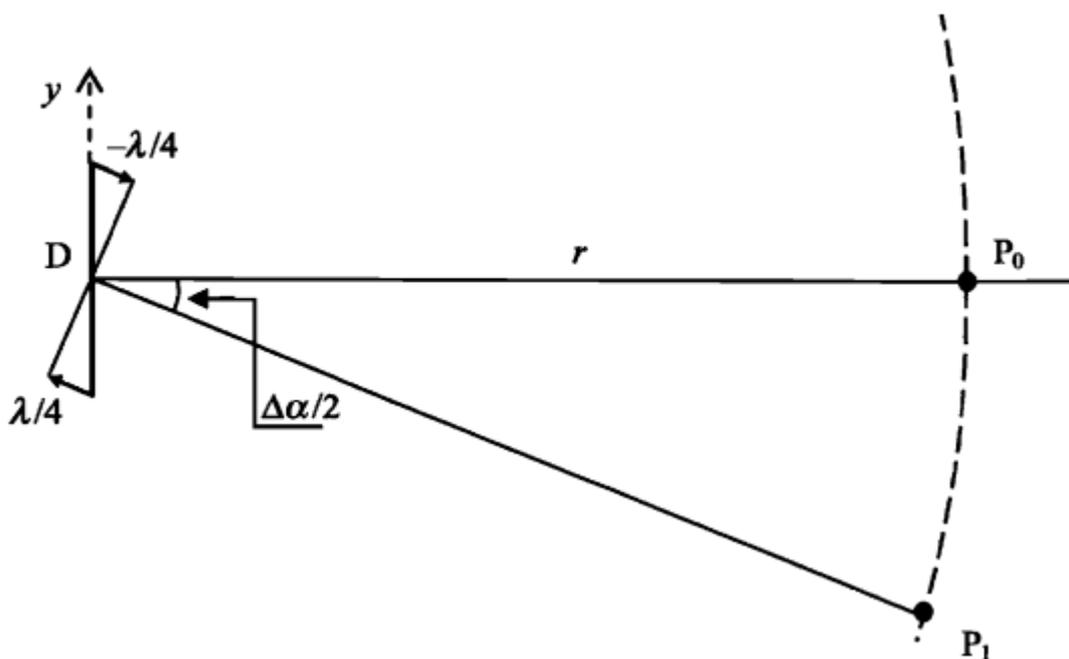


Рис. 1.3. К определению ширины диаграммы направленности антенны

Линейное разрешение δx , совпадающее для радиолокатора бокового обзора с длиной участка L , лежащего в пределах ширины диаграммы направленности $\Delta\alpha$, равно

$$L = r\lambda D^{-1}. \quad (1.6)$$

Примером классического радиолокатора бокового обзора является радар “Океан-О”, работавший на длине волны 3 см. У этого радара разрешение вдоль трассы $\delta y = 2.5$ км определялось шириной диаграммы антенны D в этом направлении [95].

Для пояснения способа повышения разрешающей способности с помощью метода синтеза апертуры обратимся к рис. 1.2, на котором радар, расположенный на спутнике A , движется по трассе A_1A_2 со скоростью V на высоте H над поверхностью Земли. На этом рисунке электрическая ось антенны находится в плоскости, проведенной через местную вертикаль перпендикулярно плоскости орбиты спутника, и отклонена от местной вертикали на угол α в боковом направлении относительно направления движения. В этой схеме бокового обзора сигналы, отраженные различными элементами поверхности (например, точки P_1 и P_2) имеют различное запаздывание, а потому могут быть разделены при использовании коротких зондирующих импульсов. Разрешение радиолокатора бокового обзора вдоль трассы полета, или азимутальное разрешение определяется диаграммой направленности в этом сечении и равно длине отрезка P_3P_4 , оно может быть вычислено по формуле (1.6). Другой линейный размер антенны, её высота D_v , определяет ширину полосы съемки поверхности.

Следует отметить, что элементы поверхности характеризуются также радиальной скоростью точек поверхности относительно радара, что позволяет различить, точки P_3 и P_4 в соответствии с доплеровским сдвигом частоты сигнала. Повышение разрешающей способности измерений по частоте может быть достигнуто, например, за счет увеличения длительности зондирующего импульса, но с неизбежным снижением разрешающей способности радара по дальности. Другим вариантом является использование когерентной радарной системы, излучающей импульсы с известной начальной фазой и регистрирующей амплитуду и фазу отраженных сигналов. Дальнейшая когерентная обработка эхо-сигналов может рассматриваться как способ создания искусственной апертуры с размерами, большими физического размера антенны D . Радар, работающий по такому принципу, называется радаром с синтезированной апертурой. Синтезируемая апертура l_A образуется в результате перемещения антенны радара по траектории A_1A_n (см. рис. 1.4) и когерентной обработки эхо-сигналов от участка поверхности P_i на интервале времени, в

течение которого он не выходит за пределы диаграммы антенны. Различают два случая синтеза апертуры [112], [125]. В первом случае производится безвесовое суммирование сигналов, тогда когерентное сложение возможно в пределах первой зоны Френеля, где сферическая волна может считаться плоской. Отсюда минимальное значение элемента разрешения вдоль направления движения спутника по оси y , или по азимуту, будет равно

$$\delta y = \frac{1}{2}(\lambda r)^{1/2}. \quad (1.7)$$

При таком способе синтеза минимальное значение δx , например, для радара ERS имеет величину порядка 100 м. Подобная методика синтеза применялась в 1983-1984 годах при радиолокационном картографировании Венеры радаром с синтезированной апертурой с разрешением по поверхности 1 км [1] и измерении профилей высот поверхности с помощью радиовысотомера [31,32] со спутников *ВЕНЕРА-15* и *ВЕНЕРА-16*. Разрешающую способность можно улучшить, если при суммировании сигналов производить коррекцию фазы, связанную со сферичностью фронта принимаемых волн. Этот процесс аналогичен фокусировке в оптических системах. Поэтому говорят о фокусированном синтезе апертуры. Следует отметить, что из-за двустороннего прохождения сигнала от каждой из точек съемки радара к точке P ширина диаграммы синтезированной апертуры l_A вдвое уже, чем реальной:

$$\Delta\alpha = \lambda(2l_A)^{-1}. \quad (1.8)$$

Таким образом, разрешающая способность по азимуту при использовании метода синтезированной апертуры равна

$$\delta y = r\lambda(2l_A)^{-1}. \quad (1.9)$$

Предельное разрешение РСА по азимуту с фиксированной ориентацией антенны определяется временем T_A нахождения выбранной точки P на поверхности в пределах диаграммы направленности, ширина которой определяется апертурой реальной антенны с угловым размером

$$\theta_A = \lambda D^{-1} = l_A r^{-1}, \quad (1.10)$$

откуда

$$\lambda r = l_A D \quad (1.11)$$

С учетом (1.10) и (1.11) из (1.9) получим, что предельное разрешение РСА по азимуту равно:

$$\delta y = 0.5 \lambda \theta_A^{-1} = 0.5 \lambda r l_A^{-1} = D / 2, \quad (1.12)$$

где θ_A – угол наблюдения цели радаром.

Отсюда следует, что предельное разрешение вдоль оси x или азимутальное разрешение равно половине размера реальной апертуры радиолокатора и не зависит от длины волны радара и дальности до объекта. Если для радара ERS (длина волны $\lambda=5.7$ см) с линейным размером антенны $D=10$ м [140], находящегося на расстоянии $r=840$ км от области поверхности, размер пятна L составляет 4740 м, то в результате процесса синтезирования апертуры предельное разрешение по азимуту составит 5 метров. Азимутальное разрешение РСА, как следует из (1.12), обратно пропорционально углу θ_A , что составляет суть так называемого телескопического режима, когда увеличение угла наблюдения цели достигается за счет отслеживания выбранного участка поверхности антенной во время съемки или удержания этого участка поверхности в пределах диаграммы антенны.

Альтернативный способ вывода предельного разрешения [125] основан на понятии различимости двух близко расположенных целей в предположении, что на краю синтезированной апертуры разность расстояний до двух соседних целей равна половине длины волны (см. рис. 1.5). На этом рисунке дается вид сверху на две цели P_1 и P_2 , разнесенные на расстояние y . Пусть расстояние от центра синтезированной апертуры до цели P_1 равно r_0 . Расстояние от края апертуры в точке A_2 до цели, смещенной относительно центра апертуры на величину x , равно

$$r = \left(r_0^2 + (y - l_A / 2)^2 \right)^{0.5} \quad (1.13)$$

Продифференцировав дальность r по переменной y , получим в точке $y=0$

$$dr / dy = (x - l_A / 2) / r_0 \quad (1.14)$$

Приращение дальности в зависимости от приращения смещения по оси y в точке $y=0$ равно

$$\Delta r / \Delta y = -l_A / (2r_0) \quad (1.15)$$

Так как изменение двусторонней длины пути на величину, равную половине длины волны, эквивалентно изменению дальности Δr на величину $\lambda/4$, то разрешение вдоль направления движения y , или азимутальное разрешение δy , определяется соотношением

$$\delta y = r\lambda(2l_A)^{-1}, \quad (1.16)$$

что аналогично выражению в (1.9). Важным следствием (1.9) является тот факт, что уменьшение интервала синтеза апертуры (длины синтезируемой апертуры l_A) приводит к пропорциональному ухудшению разрешения по азимуту δy .

1.2. Двумерная функция неопределенности сигнала. Виды сигналов.

При использовании коротких импульсов величина разрешающей способности по дальности зависит от длительности зондирующего импульса (см. 1.2). Современные радары, как правило, используют более сложные сигналы, обладающие большей длительностью, что позволяет улучшить энергетические характеристики радара и повысить точность измерений. Для уверенного различения целей, имеющих взаимный сдвиг по запаздыванию τ , необходимо, чтобы сигнал $s(t)$ как можно больше отличался от сигнала $s(t-\tau)$. В качестве критерия можно взять средний квадрат отклонения $s(t)$ от $s(t-\tau)$:

$$R - \int [s(t) - s(t-\tau)]^2 dt, \quad (1.17)$$

который должен быть как можно больше для всех временных сдвигов τ кроме малой области вблизи нуля. Раскрыв скобки и исключив из рассмотрения члены, не зависящие от τ , получим требование малости взаимной корреляционной функции

$$c(\tau) = \int s(t)s(t-\tau)dt, \quad (1.18)$$

для всех значений τ , кроме околонулевых.

Спектр сигнала от целей с ненулевой радиальной скоростью v_r из-за эффекта Доплера сдвинут по частоте на величину $f_d = 2v_r/\lambda$, где λ - длина волны. При узкополосном приближении, когда полоса частот сигнала много меньше несущей частоты, сигнал движущейся цели можно записать как

$$s(t, f_d) = s(t) \exp(-j2\pi f_d t), \quad (1.19)$$

Для целей с ненулевым доплеровским сдвигом частоты рассматривают двумерную корреляционную функцию сигнала, или функцию неопределенности (ФН),

$$\varepsilon(\tau, f_d) = \int s(t) s(t - \tau) \exp(-j2\pi f_d t) dt, \quad (1.20)$$

характеризующую избирательность сигнала в плоскости {запаздывание-частота}.

Другая форма записи, использующая Фурье преобразование сигнала $S(f)$, и записывается как

$$\varepsilon(\tau, f_d) = \int S(f) s(f - f_d) \exp(-j2\pi f \tau) df, \quad (1.21)$$

Функция неопределенности позволяет определить ряд важных характеристик радиолокационного сигнала, среди которых разрешающая способность сигнала и подавление мешающих отражений. Ширина главного пика ФН, расположенного в точке $\tau = 0, f_d = 0$, характеризует разрешение сигнала по запаздыванию и частоте [112]. По оси частот главный пик узок, если длительность сигнала τ_i велика, а по оси запаздывания он узок, если полоса частот сигнала f_i велика. Согласно эмпирическому правилу радиолокации, разрешение по запаздыванию равно величине, обратной ширине полосы частот сигнала f_i , а разрешение по частоте – величине, обратной длительности τ_i .

Наиболее важным свойством ФН является инвариантность объема

$$\iint c(\tau, f_d) d\tau df_d = |c(0,0)|^2 = 2E, \quad (1.22)$$

закрывающаяся в том, что объем под ФН в плоскости τ, f_d является постоянной величиной и не зависит от типа сигнала. Максимум ФН, называемый главным

лепестком, находится в точке $\tau = 0, f_d = 0$. Вторичные максимумы в остальной части плоскости {запаздывание-частота} называются боковыми лепестками. Кроме ширины главного лепестка, определяющей разрешение сигнала, наиболее существенными характеристиками сигнала являются уровень максимального бокового лепестка и интегральный уровень боковых лепестков. Более подробно характеристики ФН будут рассмотрены в разделе про показатели качества радиолокационного изображения.

Наиболее часто в радиолокации используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигналы). Гораздо реже - с фазокодовой модуляцией (ФКМ-сигналы). ЛЧМ-сигнал описывается следующей формулой:

$$s(t) \exp\left(j2\pi b \left(t - \frac{\tau_i}{2} \right)^2 \right), \quad (1.23)$$

где b – отношение разности мгновенных частот в начале и конце импульса, или девиации частоты f_{dev} к длительности импульса τ_i . Графически b характеризует наклон функции изменения частоты в пределах импульса. Для ЛЧМ-сигнала характерно изменение фазы по параболическому закону. Сечения функции неопределенности ЛЧМ сигнала длительностью τ_i имеют следующий вид по осям запаздывания и частоты:

$$\begin{aligned} c(\tau, 0) &= (\tau_i - |\tau|) \sin c(\pi b \tau (\tau_i - |\tau|)), \\ c(0, f) &= \text{sinc}(\pi f \tau_i) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Разрешение по запаздыванию, как ширина главного лепестка функции из (1.24), равно $1/f_{dev}$. Разрешение по частоте примерно равно $1/\tau_i$. Характерной особенностью ЛЧМ-сигнала является наличие гребня неопределенности (см. рис. 1.4), положение которого описывается соотношением

$$b\tau + f = 0, \quad (1.25)$$

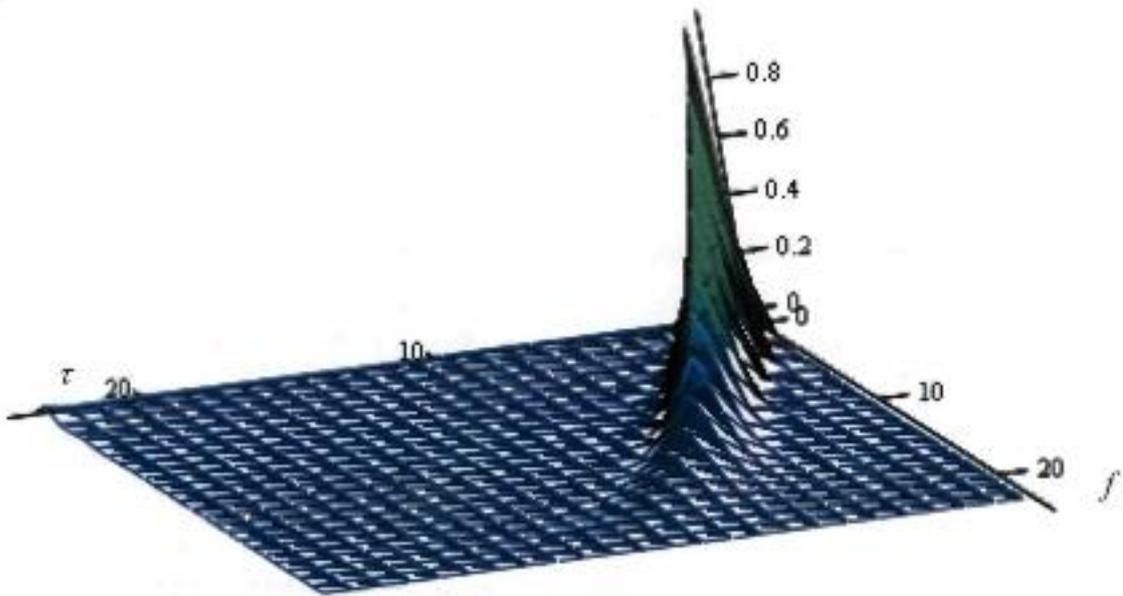


Рис. 1.4 Двумерная функция неопределенности ЛЧМ-сигнала

На рис. 1.4 выше приведена ФН одиночного импульса с ЛЧМ. По осям f и τ отложены безразмерные частота и запаздывание. На этом рисунке видно, что сигналы с параметрами, отвечающими уравнению (1.25), практически неразличимы. Сигнал, имеющий сдвиг по частоте f и нулевое запаздывание τ , может быть интерпретирован, как сигнал с нулевым сдвигом частоты и запаздыванием $\tau = -f/b$. Тем не менее, ЛЧМ-сигналы являются практически единственным видом сигналов, используемых в дистанционном зондировании Земли при некоторых условиях, которые будут обсуждаться ниже.

Сигналы с фазокодовой модуляцией, или ФКМ-сигналы – один из немногих видов сигналов, также используемых в радиолокации. ФКМ-сигнал описывается следующей формулой:

$$s(t) = \exp(j2\pi ft + \varphi_k), \quad (1.26)$$

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-последовательности или последовательности сдвигового регистра – один из вариантов таких кодов. На рис. 1.5 показана схема формирования 127-элементного кода М-последовательности на семиразрядном

сдвиговом регистре. Начальное состояние регистра, например, таково, что во всех его ячейках записано значение -1 . Данные с выходов 6-й и 3-ей ячеек перемножаются и поступают на вход 0-й ячейки. Длина M -кода 7-элементного регистра равна 2^7-1 . Корреляционная функция такого сигнала похожа на корреляционную функцию шума – с узким одиночным пиком при нулевом сдвиге. Говоря о боковых лепестках по оси нулевых частот, следует различать периодически повторяющуюся M -последовательность и непериодическую. Боковые лепестки непериодической M -последовательности, как и у шума, имеют средний уровень (по модулю) около $1/\sqrt{M}$. Интегральный уровень боковых лепестков по сравнению с главным равен -8 дБ, что является серьезным недостатком этого вида сигналов.

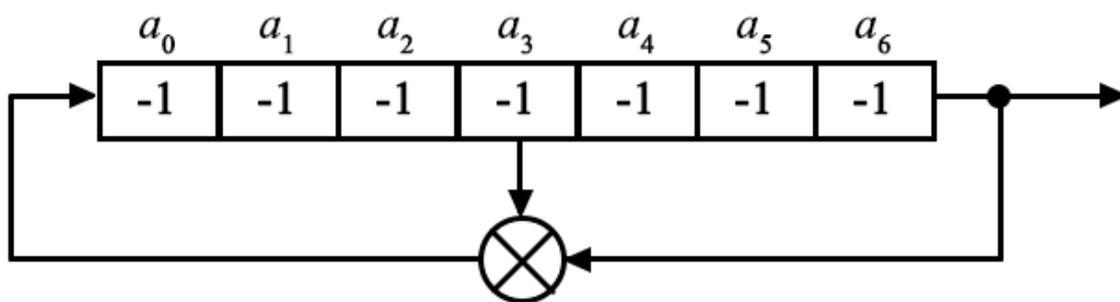


Рис. 1.5 Формирование кода M -последовательности на сдвиговом регистре.

Сигналы с периодической M -последовательностью имеют существенно более низкий уровень боковых лепестков, порядка $1/M$. Периодическая 127-элементная M -последовательность успешно применялась в РСА на космических аппаратах Венера-15 и 16 для картирования поверхности планеты Венера [1], а также высотомерах для измерения рельефа её поверхности [31,32]. В американском эксперименте Магеллан по картированию Венеры [174] для бортового РСА была использована специально сконструированная 64-элементная непериодическая псевдослучайная последовательность. Непериодическая M -последовательность применяется учеными США для детального радиолокационного картирования поверхности Луны и планет с Земли [143].

Пример двумерной функции неопределенности сигнала с фазокодовой модуляцией приведен на рис. 1.6 ниже. Для лучшей различимости боковых лепестков, для шкалы амплитуды выбрано представление в децибелах. Для фазокодоманипулированной последовательности характерен узкий пик в начале координат с примерно равномерным уровнем боковых лепестков в плоскости запаздывание - частота.

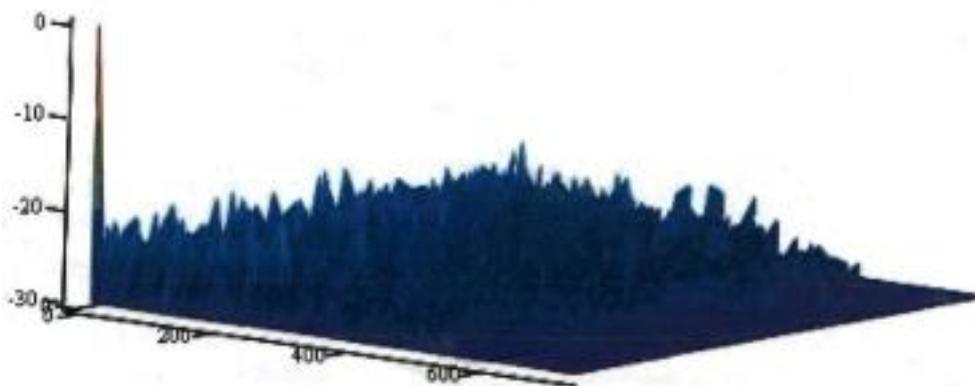


Рис. 1.6 Пример двумерной функции неопределенности сигнала с фазокодовой модуляцией

Коды Баркера позволяют получать очень низкий интегральный уровень боковых лепестков, сравнимый с периодическими М-последовательностями [112], однако самый длинный код имеет длину 13, что существенно ограничивает их практическую значимость. Коды Костаса [147] могли бы быть одним интересным альтернативных способов модуляции непериодических сигналов, однако сложность формирования сигналов на их основе сдерживает широкое применение этих кодов.

Высокий интегральный уровень боковых лепестков непериодических сигналов, особенно на ненулевых частотах, является мешающим фактором. Когерентная обработка пачки периодических повторяющихся импульсов в РСА позволяет получить двумерные АКФ с большими участками на ненулевых частотах, свободными от боковых лепестков. Пример двумерной ФН когерентной пачки одиночных ЛЧМ импульсов, следующих с периодом повторения $T_{\text{тер}}$, приведен на рис. 1.7. Из него следует, что выделяемый при

двумерной фильтрации сигнал есть совокупность сигналов основного лепестка в начале координат и боковых лепестков двумерной АКФ, следующих с периодом $T_{\text{тер}}$ по оси запаздывания и $1/T_{\text{тер}}$ – по частоте. Выделение полезного сигнала нужного лепестка, осуществляемое с помощью диаграммы направленности антенны, вырезающей фрагмент поле «дальность-доплер», показано на рис, показывающим вид сверху на АКФ с рис. Границы диаграммы направленности антенны изображены эллипсом.

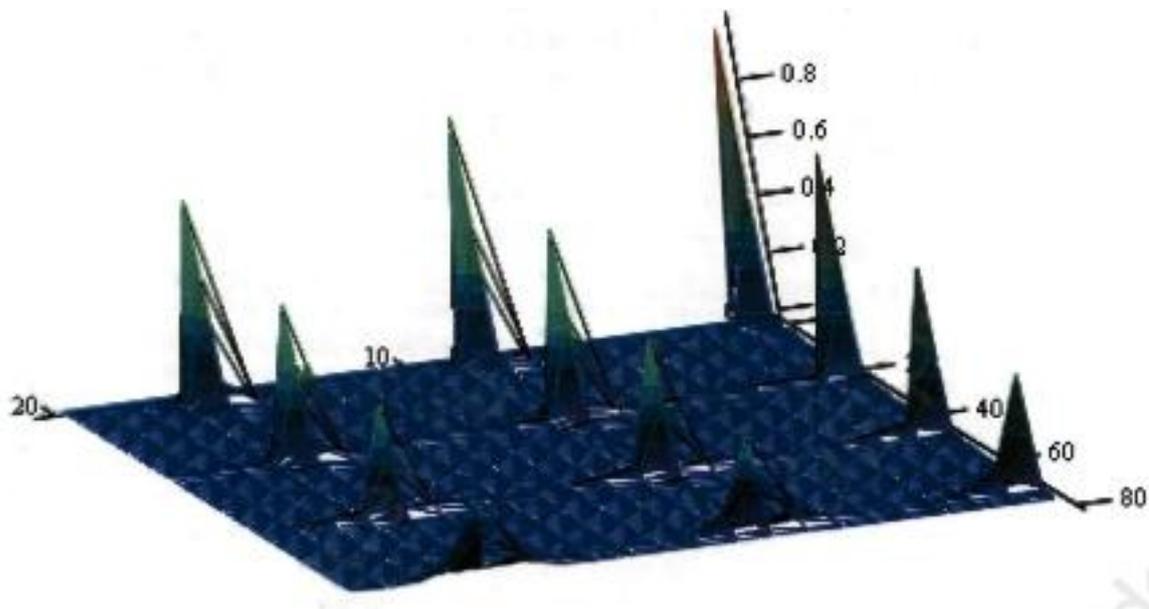


Рис. 1.7 Двумерная ФН когерентной пачки импульсов с ЛЧМ

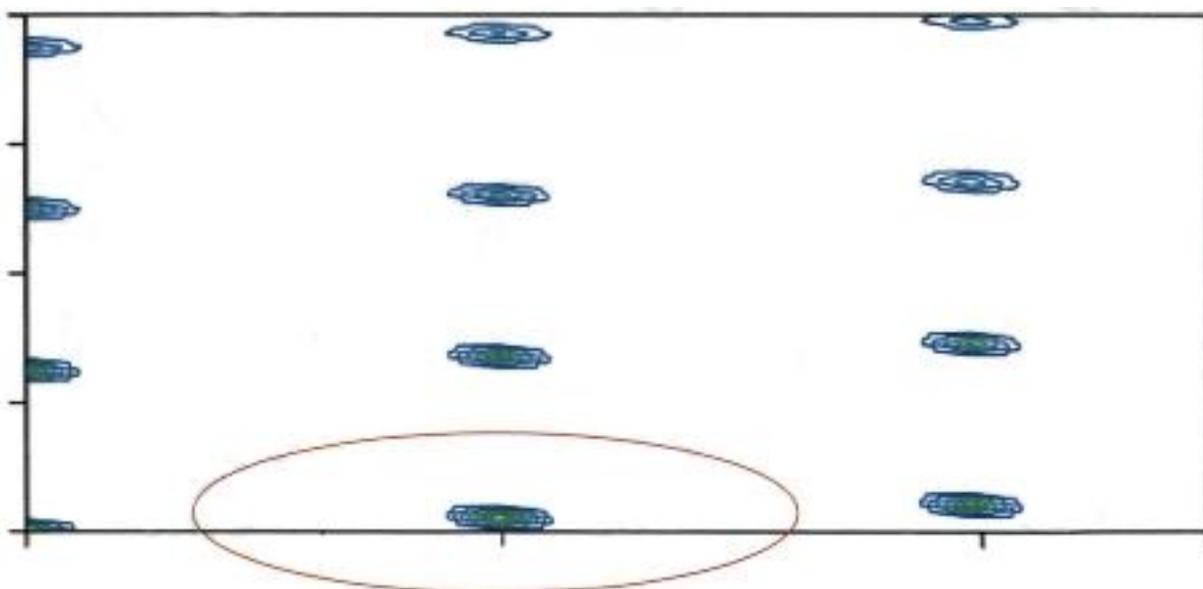


Рис. 1.8 Двумерная ФН когерентной пачки импульсов с ЛЧМ с наложенной границей диаграммы направленности антенны (вид сверху)

Остановимся более подробно на такой важной характеристике сигналов, как уровень боковых лепестков. Поскольку для типовой циклограммы работы радара с периодическим повторением излучения одного и того же импульса в области ненулевых частот боковые лепестки равны нулю [26], уделим основное внимание боковым лепесткам на оси нулевых частот.

Сравнивая разрешающую способность ЛЧМ и ФКМ-сигналов по дальности, определяемую шириной главного лепестка, можно сказать, что эти сигналы примерно одинаковы. Главное их различие – в форме и величине боковых лепестков автокорреляционной функции по дальности. Максимальный боковой лепесток ЛЧМ-сигнала равен – 13 дБ. При использовании длинных М-последовательностей средний уровень боковых лепестков АКФ может быть весьма малым. Так, применительно к последовательности длиной 8191 он примерно равен -39 дБ, что при картировании точечных целей является очевидным преимуществом. Однако при съемке протяженных объектов проникновение сигналов удаленных объектов через боковые лепестки АКФ может оказаться существенным [36,37].

Проанализируем мешающее влияние боковых лепестков ЛЧМ- и ФКМ-сигналов на примере реализаций длиной 127 элементов. На рис. 1.9 приведен интегральный уровень боковых лепестков SI в зависимости от их удаленности от главного лепестка применительно к анализируемым сигналам, которые вычислены по формуле

$$SI_k = \sum_{n=k}^{126} AKF_n, \quad (1.27)$$

где AKF_n - отсчеты АКФ сигнала. Этот параметр позволяет оценить интегральный уровень удаленных боковых лепестков сигнала, начиная с k -го элемента до конца АКФ.

На этом рисунке видно, что у ЛЧМ-сигнала основной вклад в интегральный уровень вносят несколько первых лепестков. Начиная с 5-го лепестка интегральный уровень мешающих отражений больших дальностей не

превышает -20 дБ. У ФКМ-сигнала интегральный уровень начинается с -8 дБ и держится выше -10 дБ практически до середины АКФ. Видно, что по этому показателю ФКМ-сигнал хуже ЛЧМ-сигнала примерно на 10 дБ.

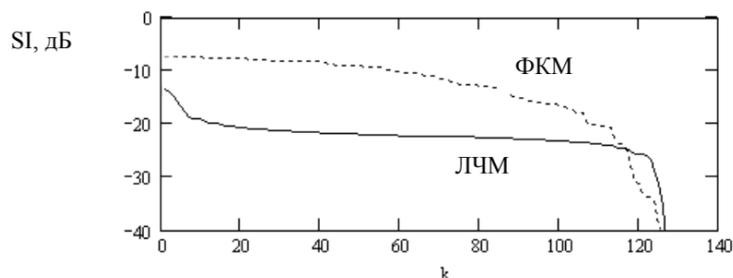


Рис. 1.9 Интегральный уровень удаленных боковых лепестков ЛЧМ- (сплошная линия) и ФКМ- (прерывистая линия) сигналов

Следствием этой особенности автокорреляционной функции ФКМ-сигнала будет сильное влияние весьма удаленных протяженных объектов на качество выделения полезного сигнала в главном лепестке АКФ.

Проведем сравнение ЛЧМ и ФКМ-сигналов 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 в интервале $[0; 2\pi)$. Выражение для реализации сигнала поверхности может быть записано в следующем виде:

$$a_i = \sqrt{\sigma_i^0} \exp(j\varphi_i), \quad \varphi_i \in [0; 2\pi), \quad (1.28)$$

где i - номер отражающего элемента поверхности.

Пусть сравниваемые зондирующие ЛЧМ и ФКМ-сигналы имеют длину 8191 отсчет, а длительность элементарного импульса ФКМ-сигнала и девиация частоты ЛЧМ-сигнала обеспечивают разрешение по поверхности 1 м. Зададим снимаемую поверхность в виде трех участков различной яркости, так что $\sigma^0=0$ дБ для участка из элементов 12000-20000, а для участков слева и справа – на некоторую величину S меньше.

Отраженный сигнал поверхности r_i при использовании длинного зондирующего импульса можно записать в виде свертки

$$r_i = \sum_{j=0}^{N-1} s_{i-j} m_j, \quad (1.29)$$

где m_j –отсчеты зондирующего импульса. Следует отметить, что при длине 8191 отсчет и разрешении 1 м по поверхности в каждом отсчете отраженного сигнала до проведения согласованной фильтрации по дальности содержится информация об участке поверхности длиной около 8 км.

Для получения высокого разрешения необходимо провести согласованную фильтрацию отраженного сигнала с использованием копии зондирующего сигнала, которая обычно выполняется в частотной области с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье. Восстановленное таким образом изображение высокого разрешения можно сравнить по интенсивности и фазе с исходным, чтобы оценить искажающее влияние свойств зондирующего сигнала. На рис. 1.10 и 1.11 приводятся графики УЭП отражающей поверхности и ошибки измерения начальных фаз сигналов поверхности, как разностей фаз исходного сигнала и полученного после съемки и согласованной фильтрации, применительно к ЛЧМ и ФКМ-сигналам. В данном случае УЭП центрального участка длиной 8192 отсчета на $S=8$ дБ больше, чем окружающих.

На графиках фазовой ошибки особенно хорошо виден недостаток ФКМ-сигнала по сравнению с ЛЧМ. Если в пределах ярко отражающей поверхности (пиксели 12000-20000) боковые лепестки ЛЧМ-сигнала приводят к фазовым ошибкам порядка 3° , то у ФКМ они достигают 20° , что означает в 7 раз более низкую точность измерений фазы. Наиболее разительно влияние боковых лепестков ФКМ-сигнала на слабо отражающей поверхности, расположенной рядом с ярко отражающей. Если у ЛЧМ на участке с пикселями 5000-12000 фазовая ошибка возрастает до 5° , то у ФКМ до 60° , что делает фазовые измерения практически неинформативными.

На рисунках УЭП также можно видеть деструктивное влияние боковых лепестков, обуславливающее сильное зашумление участка изображения низкой яркости рядом с ярким участком. При перепаде яркостей 8 дБ и интегральном

уровне боковых лепестков -8 дБ уровень мешающего сигнала от соседней яркой цели на слабо отражающей поверхности равен 0 дБ, что означает, что отношение сигнал/шум здесь равно 1. Величина фазовой ошибки 60° на слабо отражающей поверхности (пиксели 8000-12000) находится в приемлемом соответствии с таким низким отношением полезного сигнала к шуму.

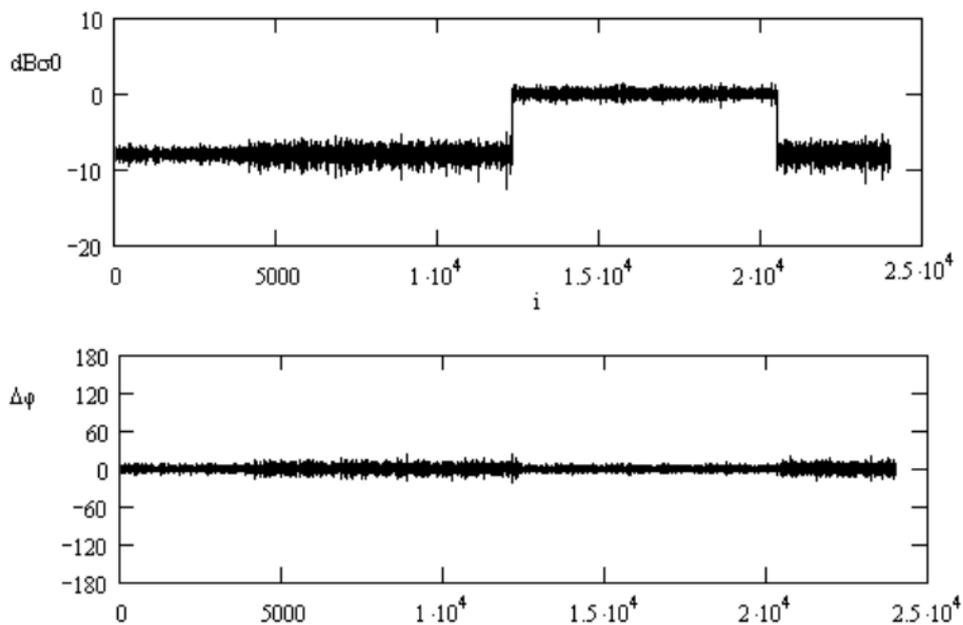


Рис. 1.10 Удельная эффективная площадь рассеяния (а) и ошибки фазы (б) для ЛЧМ-сигнала при скачке УЭПР 8 дБ

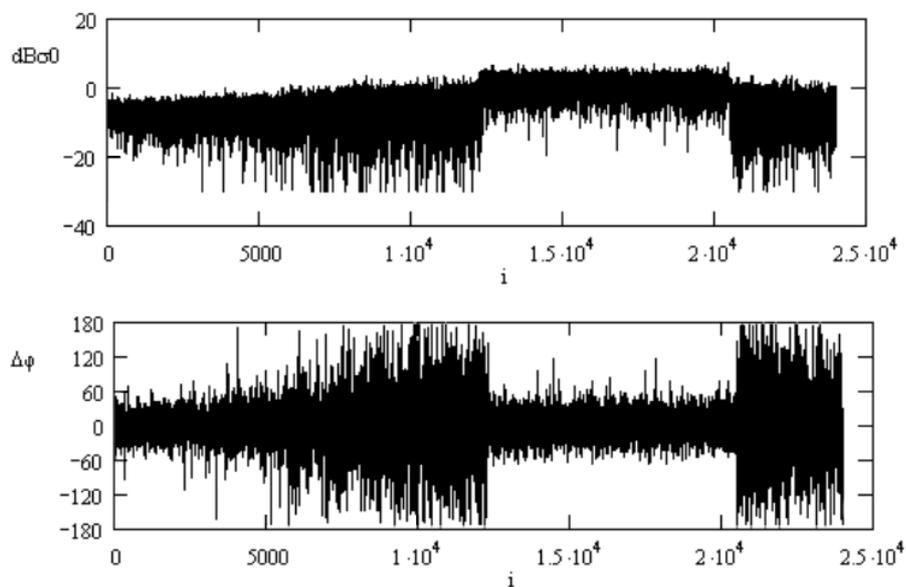


Рис. 1.11 Удельная эффективная площадь рассеяния (а) и ошибки фазы (б) для ФЧМ-сигнала при скачке УЭПР 8 дБ

Можно утверждать, что при использовании М-последовательности - в данном случае длиной 8191 отсчет применительно к радару с разрешением 1 м - измерения в полосе слабо отражающей поверхности шириной более 4 км рядом с яркой протяженной областью становятся существенно зашумленными.

УЭПР реальных объектов поверхности, равно как и структура поверхности могут меняться в больших пределах. Для иллюстрации результатов исследования в условиях, приближенных к реальным, можно взять радарные изображения в Х-диапазоне, полученные с борта аппарата Шаттл в 1994 г. Нами использованы радарные изображения ряда участков по Подмосковию, района ЧАЭС, побережья Каспия, Забайкалья с различными формами рельефа поверхности и значениями УЭПР в широком диапазоне. В ходе моделирования реальные значения УЭПР поверхности на этих изображениях подставлялись в (1.29) [37].

Оказалось, что перепады УЭПР естественных покровов равнинных районов находятся чаще всего в пределах 5-7 дБ, что приводит к некоторому усилению искажений информации при использовании М-последовательностей. Более сильные перепады УЭПР характерны для урбанизированных и хозяйственных территорий. Вследствие этого сигнал поверхности внутриквартальных территорий заметно искажается из-за сильного отраженного сигнала соседних домов и других построек. Слабый сигнал гладких естественных объектов типа невспаханых полей или искусственных – автодорог, полос аэродромов - в значительной степени перекрывается сигналом более яркого окружения. Наиболее сильными являются искажения сигнала пересеченного рельефа в гористой местности. На рис. 1.12 и 1.13 приведен фрагмент изображения Голондинского хребта в Забайкалье. Более светлым участкам изображения соответствует более высокая УЭПР поверхности. Более светлые тона на карте фазовых ошибок означают большие ошибки.

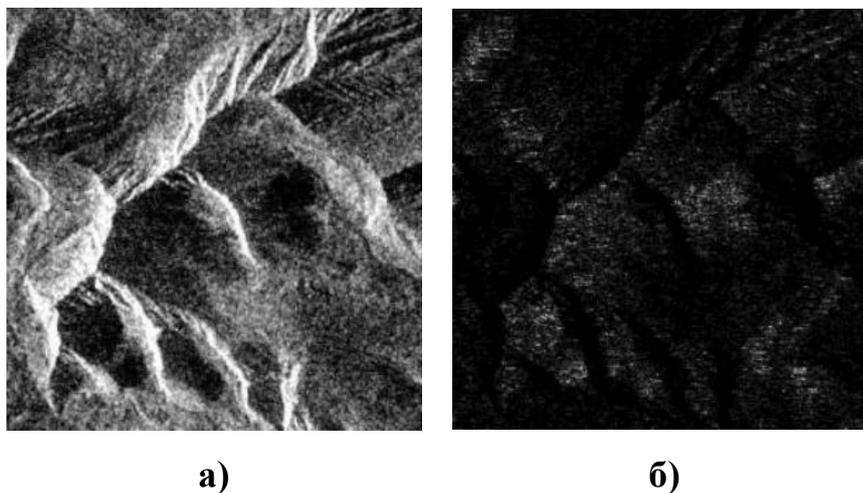


Рис. 1.12 Изображение рельефа (а) и карта фазовых ошибок (б), полученные с использованием ЛЧМ-сигнала

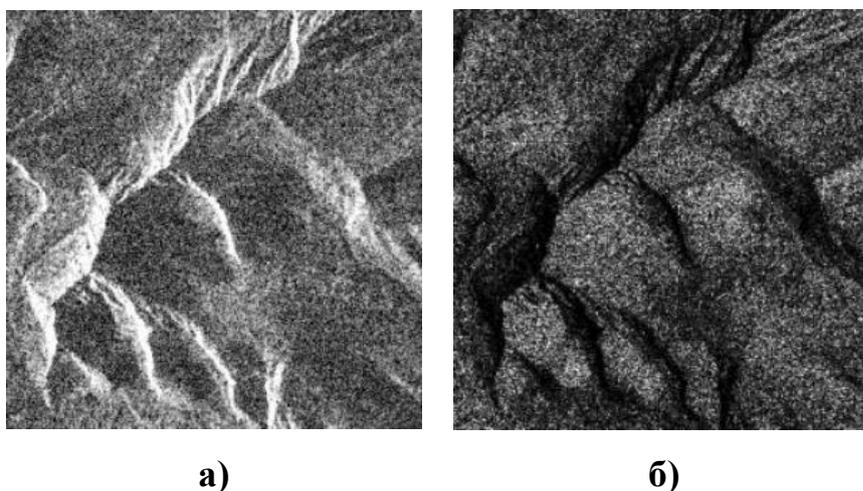


Рис. 1.13 Изображение рельефа (а) и карта фазовых ошибок (б), полученные с использованием ФКМ-сигнала

Большие уклоны рельефа на этом гористом участке приводят к тому, что обращенные к радару склоны сжимаются в размерах и выглядят очень яркими. Задние, отвернутые от радара, склоны имеют более темные тона. Для данного фрагмента характерны значительные перепады УЭПР – от +5 дБ на передних склонах хребтов (при средней УЭПР передних склонов около 0 дБ) до –15 дБ на задних. Размер приведенных на рисунке фрагментов изображений ~ 512*512 пикселей или 6*6 км. При длине реализации зондирующего сигнала 511 отсчетов (6 км по поверхности) в каждой точке изображения, полученного

после согласованной фильтрации, содержатся сигналы от участка поверхности шириной в кадр изображения, проникающие через боковые лепестки АКФ сигнала.

Сравнивая рис. 1.12 и 1.13, можно заметить, что изображения темных участков поверхности при использовании ФКМ-сигналов выглядят более светлыми. Фазовые ошибки в местах расположения участков с более низкой УЭПР оказываются существенно больше. Для численного сравнения нами взяты несколько ярких и темных участков изображения и измерены их УЭПР и фазовые ошибки применительно к этим участкам. На самом ярком переднем склоне поверхности УЭПР равна 1.6 дБ для ЛЧМ и ФКМ. Фазовые ошибки, соответственно, 3° и 8° . УЭПР менее яркого переднего склона -3.5 дБ в обоих случаях, а фазовые ошибки равны 6° и 14° . Применительно к темному заднему склону УЭПР – -15 дБ и -12 дБ, а фазовые ошибки 16° и 65° . УЭПР самого темного склона равна -12 дБ и -17 дБ, фазовые ошибки 20° и 75° . Таким образом, можно констатировать, что на локальных ярких участках различие в измерениях для ЛЧМ и ФКМ-сигналов невелико. На темных участках проникновение сигналов протяженных соседних ярких участков через боковые лепестки может быть значительно, причем «мешающие» сигналы могут быть в несколько раз (в рассмотренном случае на 3-5 дБ) больше полезного, что приводит к серьезному ухудшению радиометрического разрешения. По этой же причине фазовые ошибки ФКМ-сигнала на слабо отражающих участках поверхности могут быть очень велики. Столь сильные искажения фазы могут быть непреодолимым препятствием для использования М-последовательностей, например, при создании систем интерферометрической съемки рельефа.

Влиянию интегрального уровня боковых лепестков при организации поляриметрического режима работы радара будет уделяться особое внимание в данной работе.

1.3. Фокусированный синтез радиолокационного изображения.

Процесс формирования узкого главного лепестка ФН сигнала состоит из оптимальной фильтрации по запаздыванию (сжатия по запаздыванию) и когерентной обработки пачки эхо-сигналов или синтеза (фокусированного синтеза) апертуры. Как было отмечено ранее, обязательной составляющей процесса фокусированного синтеза является компенсация меняющейся дальности до выбранного элемента поверхности. При перемещении спутника вдоль трассы полета расстояние r до точки поверхности P увеличивается на расстояние Δr по сравнению с минимальной наклонной дальностью r_0 (см. рис. 1.14), в соответствии с формулой:

$$\Delta r = r - r_0 = \frac{(y - y_0)^2}{2r_0}, \quad (1.30)$$

Соответствующий фазовый набег сигнала

$$\varphi(y) = \frac{4\pi(y - y_0)^2}{\lambda r_0}, \quad (1.31)$$

Представив смещение по азимуту через произведение скорости спутника на время, получим закон изменения фазы сигнала во времени

$$\varphi(t) = \frac{4\pi(t - t_0)^2}{\lambda r_0}, \quad (1.32)$$

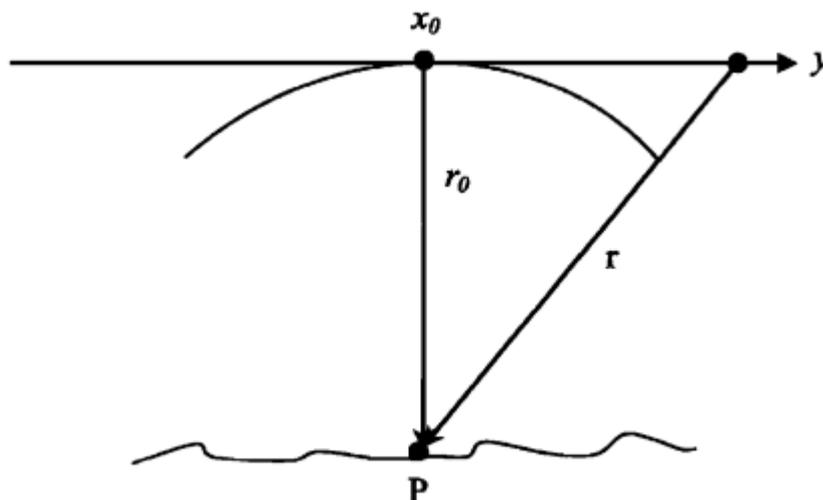


Рис. 1.14 Изменение дальности до цели при синтезе апертуры

Тогда доплеровский сдвиг частоты эхо-сигнала равен

$$\Delta f = \frac{2V^2(t - t_0)}{\lambda r_0} = \frac{2V(y - y_0)}{\lambda r_0}, \quad (1.33)$$

Отсюда следует, что частота сигнала выбранного элемента поверхности меняется по линейному закону, а фаза – по квадратичному. У элемента поверхности, находящегося в точке $y_1 \neq y_0$, имеется дополнительный линейный ход фазы или постоянный доплеровский сдвиг частоты по сравнению с элементом, с координатой $y_0=0$. Квадратичная составляющая фазы при этом остается примерно такой же. Математическая обработка эхо-сигналов в процессе синтеза апертуры заключается в коррекции квадратичного изменения фазы и когерентном накоплении отсчетов. Алгоритмически процедура коррекции может быть реализована в виде свертки азимутальной выборки эхо-сигналов с фокусирующей функцией, закон изменения фазы которой описывается выражением (1.19). Возможен альтернативный вариант – умножение выборки сигналов на фокусирующую функцию из (1.19) с последующим спектральным анализом азимутальной выборки сигнала, в результате которого соседние по азимуту элементы поверхности разделяются в соответствии со своим доплеровским сдвигом частоты. Недостатком второго способа является модуляция уровня отраженного сигнала диаграммой антенны в азимутальном направлении. Подавление уровня отраженного сигнала в направлении по наклонной дальности присутствует в обоих вариантах обработки.

Значительные изменения условий наблюдения приводят к необходимости использования усложненных методов наблюдения и алгоритмов синтеза изображения. Например, при когерентном суммировании соседних строк изображения, необходимо учитывать значительную миграцию отсчетов по дальности (смещение по дальности), так как изменение расстояния оказывается сравнимым или большим разрешения радиолокатора по дальности.

Специалистами в области обработки данных РСА разработано большое количество методов синтеза изображений в зависимости от условий проведения

радиолокационных наблюдений [148,149]. Это «Range-Doppler», или дальностно-доплеровский алгоритм, метод ЛЧМ-масштабирования (Chirp Scaling), « ω -K» алгоритм.

Рассмотрим в качестве примера алгоритм « ω -K». Этот алгоритм, как и другие известные алгоритмы, компенсирует миграцию по дальности в частотной области. Блок-схема этого алгоритма приведена на рис. 1.15. Выделяются следующие этапы обработки:

- 1) Двумерное Фурье-преобразование массива строк отраженного сигнала
- 2) Фазовая коррекция с помощью заранее насчитанной опорной функции
- 3) Преобразование координат Столта вдоль оси дальности
- 4) Обратное двумерное Фурье-преобразование.



Рис. 1.15 Блок-схема « ω -K» алгоритма синтеза изображения

Ключевые этапы здесь – умножение на опорную функцию и преобразование координат Столта. Умножение на опорную функцию в частотной области позволяет выполнить фазовую коррекцию, тем самым

компенсируя фазу из-за частотной модуляции по дальности, миграции по дальности, и частотной модуляции по азимуту. Опорная функция рассчитывается для середины полосы изображения по дальности, вследствие чего пиксели в центре полосы фокусируются корректно, а пиксели на краях фокусируются не полностью. Следующий этап, преобразование координат Столта, позволяет сфокусировать все другие пиксели с помощью интерполяции вдоль оси дальностных частот.

Параметры сфокусированного синтеза радиолокационного изображения на этапе первичной обработки, а также перестроения изображения в выбранную картографическую проекцию определяются параметрами зондирующего сигнала, геометрией съемки и параметрами движения спутника. Для выведения математических соотношений, необходимых для построения системы обработки, начнем с анализа геометрии съемки, представленной на рис. 1.16.

Антенна радиолокатора, находящегося в точке S , освещает участок поверхности, находящийся в пределах диаграммы направленности с угловым размером δ_r . Наклонная дальность до поверхности по линии электрической оси антенны равна r , а до ближнего и дальнего краев пятна - r_1 и r_2 соответственно. Угловое расстояние элемента поверхности относительно подспутниковой точки, находящегося на расстоянии r от аппарата, равно:

$$\Phi = \arccos\left(\frac{\rho^2 + R_m^2 - r^2}{2\rho R_m}\right), \quad (1.34)$$

Линейные размеры снимаемого участка поверхности равны $W=R_m(\Phi_2-\Phi_1)$. Угол падения радиоволны на поверхности равен $\theta=\alpha+\Phi$.

Введем орбитальную систему координат, представленную на рис. 1.17. Орбитальная система координат является общепринятой при обработке современных Российских и зарубежных спутниковых РСА систем. В этой инерциальной системе координат экваториальная плоскость совмещена с плоскостью орбиты ВСО (см. рис. 1.17). Орбитальная долгота, или аргумент широты i выбранной точки отсчитывается от восходящего узла орбиты ИСЗ, орбитальная широта ϕ - в плоскости, перпендикулярной плоскости орбиты.