

КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОИМПУЛЬСА В ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ РСА УКВ ДИАПАЗОНА

О.В. Горячкин

Поволжская государственная академия информатики, радиотехники и связи,

443010, г. Самара, ул. Л. Толстого 23,

E-mail: gor@mail.radiant.ru

***Аннотация:** В статье рассматривается задача компенсации дисперсионных искажений зондирующего сигнала транссионферной РСА УКВ диапазона, вызванные эффектом рефракции широкополосных сигналов в ионосфере Земли. Предложен алгоритм компенсации данных эффектов, основанный на использовании учета нестационарного характера отраженных сигналов РСА. В отличие от известных алгоритмов автофокусировки радиолокационных изображений данный алгоритм не использует параметрическую модель искажений и не зависит от сюжета радиолокационного изображения.*

COMPENSATION OF ATMOSPHERIC DISTORTION OF SPACE- BORNE VHF-BAND SAR SIGNAL

O.V.Goriachkin

***Abstract:** In the paper the problem of compensation of atmospheric distortion of spaceborne VHF-band SAR signals in range section. The proposed algorithm based on use non-stationary of reflected signals of SAR. This algorithm don't use of parametrical model of distortion and don't depend from content of SAR images.*

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы обсуждаются проблемы реализации космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), предназначенных для дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), работающих в диапазонах частот, пока не используемых в космической радиолокации. Это РСА, работающие в верхней части дециметрового диапазона и диапазона метровых волн (Р, UHF, VHF). Необходимость размещения таких РСА на борту космического аппарата диктуется сегодня разнообразными практическими нуждами, связанными с развитием радиолокационной картографии и геодезии, различных коммерческих приложений ДЗЗ. Использование диапазонов (Р, UHF, VHF) для ДЗЗ особенно интересно, поскольку радиолокационные изображения (РЛИ), полученные в этих диапазонах несут в себе информацию о распределении коэффициента отражения в толще земной поверхности, при этом глубина проникновения в VHF диапазоне может достигать нескольких сотен метров. Кроме того, использование этих диапазонов обеспечивает высокую эффективность применения РСА для картографирования растительных покровов, экологического мониторинга.

К сожалению, размещение в космосе РСА, работающих в Р диапазоне и особенно в VHF диапазоне, сопровождается рядом сложных технических проблем [11,12,13].

Известно, что увеличение пространственного разрешения по дальности в радиолокаторах с синтезированием апертуры обеспечивается расширением полосы частот зондирующего сигнала и, соответственно, полосы пропускания аппаратного тракта РСА. Попытка реализовать абсолютные значения разрешения по дальности в длинноволновой части диапазона частот РСА, хотя бы на уровне 1м...5м, требует реализации уже сверхширокополосных систем (так, например, авиационная РСА Carabas 1-2 имеет зондирующий сигнал с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), начинающийся с 20 МГц и заканчивающийся на частоте 90 МГц). При обработке данных этой системы разработчики столкнулись с проблемами обеспечения линейности сквозного тракта, поскольку измерения сквозной передаточной характеристики системы с необходимой точностью обычными способами, даже в условиях наземных испытаний, оказались невозможными [1]. Помимо аппаратного тракта, для широкополосных систем космического базирования, на разрешающую способность по дальности существенное влияние оказывают искажения зондирующего сигнала на трассе распространения в атмосфере за счет изменяющегося с высотой регулярного распределения коэффициента преломления тропосферы и ионосферы, а также поляризационная дисперсия [2,3,4,5,6].

Достижение высокой разрешающей способности РСА по азимутальной координате требует эквивалентного повышения требуемой точности знания параметров относительного движения космического аппарата и поверхности Земли. При этом современное состояние авиационных и космических навигационных систем не позволяет обеспечивать требуемые точности (единицы метров). Помимо геометрических ошибок, на разрешение по азимуту в рассматриваемом нами случае, влияют флуктуации коэффициента преломления атмосферы, приводящие к флуктуациям траекторной фазы принимаемого сигнала РСА [2,7,8,9,10,12].

Одним из наиболее предпочтительных путей преодоления последствий данных эффектов, является использование технологий цифровой обработки сигналов и в частности слепой обработки сигналов. В рамках данных методов мы можем компенсировать линейные искажения, используя только отраженные сигналы РСА и не используя какие либо параметрические модели для описания искажений.

В данной работе мы рассматриваем задачу компенсации неизвестных линейных искажений зондирующего сигнала РСА, возникших вследствие влияния среды распространения или аппаратного тракта.

1. МОДЕЛЬ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА КОСМИЧЕСКОЙ РСА

На основе анализа эффектов распространения сигнала РСА в атмосфере Земли в [13] получены общие выражения, описывающие отраженный сигнал космической РСА, которые можно записать в виде:

$$\dot{S}(t, kT) = \iint \dot{K}_A(kT, \theta, \sigma) \dot{K}_R(t - \Delta t(kT - \theta, \sigma)) \dot{\xi}(\theta, \sigma) g_R(\sigma) g_A(kT - \theta, \sigma) d\theta d\sigma + \dot{v}(t, kT), \quad (1)$$

где:

$$\dot{K}_R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{h}(j\omega) \dot{K}_a(j\omega) \dot{K}_h(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega,$$
$$\dot{K}_A(kT, \theta, \sigma) = \exp(j\omega_0(\Delta t(kT - \theta, \sigma) + \delta(kT, \theta, \sigma))).$$

В этом выражении: $\dot{\xi}(\theta, \sigma)$ - коэффициент отражения подстилающей поверхности; $\dot{h}(j\omega)$ - комплексная огибающая зондирующего сигнала; $\dot{K}_a(j\omega)$ - описывает рефракцию зондирующего сигнала в регулярной атмосфере; $\dot{K}_h(j\omega)$ - передаточная характеристика аппаратурного тракта; $\Delta t(kT - \theta, \sigma)$ - регулярная часть временного запаздывания сигнала в атмосфере; $\delta(kT, \theta, \sigma)$ - флуктуационная компонента временного запаздывания сигнала в турбулентной атмосфере; t, kT - координаты (задержка, номер зондирующего сигнала); θ, σ - временные координаты элемента подстилающей поверхности (азимут, дальность); g_A и g_R вещественные функции описывающие модуляцию сигнала диаграммой направленности антенны РСА.

Данная модель описывает все основные эффекты, приводящие к искажениям РЛИ вследствие эффектов распространения радиоволн в атмосфере Земли.

В частности, искажения, возникающие вследствие распространения через атмосферу Земли широкополосных сигналов, описываются передаточной функцией $\dot{K}_a(j\omega)$. При этом учитываются как искажения, вызванные частотной зависимостью коэффициента преломления ионосферы, так и поляризационная дисперсия, возникающая вследствие эффекта Фарадея.

Вопросы, связанные с влиянием данного эффекта и модели передаточной функции достаточно полно рассмотрены в [3,4,10,11]. В результате рефракции в ионосфере, искажается форма зондирующего импульса РСА и соответственно ухудшается разрешающая способность РСА в сечении дальности, возникают геометрические искажения РЛИ.

Флуктуации времени распространения сигнала в атмосфере $\delta(kT, \theta, \sigma)$, вызванные относительным движением РСА и атмосферных неоднородностей влияют на разрешающую способность РСА в сечении азимута (см. [2,7,8,9,10,11,12]).

Влияние дисперсионных искажений в среде распространения на разрешение по дальности РСА, использующих широкополосные сигналы, проявляется в том, что форма отраженного импульса отличается от ожидаемой. Поэтому при оптимальном приеме такого сигнала на выходе согласованного фильтра происходит увеличение длительности свертки, которая определяет разрешение по дальности.

Поскольку $\tau = \Delta t(kT - \theta, \sigma)$ на интервале существования монотонная функция переменной σ , то, используя (1) и соответствующую замену переменных, получим модель сигнала РСА в виде:

$$\dot{S}(t, k) = \int \dot{K}_R(t - \tau) \dot{\eta}(\tau, k) d\tau + \dot{v}(t, k), \quad (2)$$

где:

$$\begin{aligned} \dot{\eta}(\tau, k) = & \int \dot{K}_A(kT, \theta, \Delta t^{-1}(kT - \theta, \tau)) \dot{\xi}(\theta, \Delta t^{-1}(kT - \theta, \tau)) \times \\ & \times g_A(kT - \theta, \Delta t^{-1}(kT - \theta, \tau)) g_R(\Delta t^{-1}(kT - \theta, \tau)) \frac{\partial}{\partial \tau} \Delta t^{-1}(kT - \theta, \tau) d\theta. \end{aligned}$$

Рассмотрим статистические характеристики случайного процесса $\dot{\eta}(\tau, k)$, заданного (2).

Поскольку мы полагаем, что $\dot{\xi}(\theta, \sigma)$ описывается моделью комплексного белого шума, то $\dot{\eta}(\tau, k)$ - комплексный нестационарный гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием, и корреляционной функцией $B_{\eta}(\tau_1, \tau_2, k_1, k_2)$.

Используя монотонность функции $\tau = \Delta t(kT - \theta, \sigma)$ и стационарность наблюдаемого сигнала в сечении азимута, свойственную обычной РСА, можно показать, что если $k = 0, \dots, N-1$ и $N \ll N_s$, то $\dot{\eta}(\tau, k)$ можно считать независимыми реализациями нестационарного по дисперсии комплексного гауссовского случайного процесса, т.е.:

$$B_{\eta}(\tau_1, \tau_2, k_1, k_2) = c g_R(\tau_1) g_R(\tau_2) \delta(k_1 - k_2) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3)$$

2. АЛГОРИТМ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИМПУЛЬСА РСА

Задачу компенсации искажений зондирующего сигнала РСА можно рассматривать в следующей последовательности. На первом этапе по радиоголограмме РСА оценивается импульсная характеристика $\dot{K}_R(t)$ дальностного канала, на втором этапе решается задача восстановления $\dot{\eta}(\tau, k)$. В зависимости от характера искажений задачу второго этапа можно интерпретировать как некорректную задачу обращения интегрального оператора свертки (2) и решать её, выбирая ту или иную стратегию регуляризации. Если мы имеем искажения зондирующего импульса, вызванные частотной зависимостью коэффициента преломления ат-

мосферы, т.е. фазовые искажения, то более корректно интерпретировать задачу второго этапа, как задачу разрешения отраженных импульсов по задержке, или задачу сжатия импульса. В этом случае алгоритмом оптимальной обработки является алгоритм согласованной фильтрации, где в качестве опорного сигнала используется оценка зондирующего импульса, полученная на первом этапе. Данная процедура в [15] названа «слепой» согласованной фильтрацией.

Обозначая далее $\dot{h}(t) = \dot{K}_R(t)$, мы можем записать наблюдаемые реализации случайного процесса $\dot{S}(t, k)$ в виде следующего стохастического интеграла:

$$\dot{S}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{h}(t-\tau) g_R(\tau) d\dot{\zeta}(\tau) + \dot{v}(t), \quad (4)$$

где: $\dot{\zeta}'(\tau) = d\dot{\zeta}(\tau)$ - стандартный комплексный «белый» шум, с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, $\dot{\eta}(\tau) = g_R(\tau) \dot{\zeta}'(\tau)$ - нестационарный по дисперсии случайный процесс.

Тогда корреляционная функция случайного процесса $\dot{S}(t)$ имеет вид:

$$B_S(t_1, t_2) = \mathbf{M} \left\{ \dot{S}(t_1) \dot{S}^*(t_2) \right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{h}(t_1 - \tau) \dot{h}^*(t_2 - \tau) g_R^2(\tau) d\tau + \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1). \quad (5)$$

Вычислим двумерное преобразование Фурье $B_S(\omega_1, \omega_2)$ от корреляционной функции $B_S(t_1, t_2)$, тогда:

$$B_S(\omega_1, -\omega_2) - \frac{N_0}{2} \delta(\omega_1 - \omega_2) = \dot{H}(\omega_1) \dot{H}^*(\omega_2) B_x(\omega_1 - \omega_2), \quad (6)$$

где $\dot{H}(\omega_1)$ - передаточная функция дальностного канала РСА, описываемого выражением (2):

$$B_x(\omega_1 - \omega_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_R^2(\tau) e^{-j(\omega_1 - \omega_2)\tau} d\tau. \quad (7)$$

Если $g_R(\tau) = 1$, то $B_x(\omega_1 - \omega_2) = \delta(\omega_1 - \omega_2)$, т.е. $B_S(t_1, t_2)$ содержит информацию только о модуле передаточной функции дальностного канала РСА $|\dot{H}(\omega)|^2$. Во всех остальных случаях дальностный канал РСА идентифицируем.

Запишем (6) в виде равенств отдельно для модуля и фазы $B_S(\omega_1, \omega_2)$:

$$\left| B_S(\omega_1, -\omega_2) - \frac{N_0}{2} \delta(\omega_1 - \omega_2) \right| = |\dot{H}(\omega_1)| |\dot{H}(\omega_2)| B_x(\omega_1 - \omega_2), \quad (8)$$

$$\arg\left(B_S(\omega_1, -\omega_2) - \frac{N_0}{2}\delta(\omega_1 - \omega_2)\right) = \arg(\dot{H}(\omega_1)) - \arg(\dot{H}(\omega_2)) + \arg(B_x(\omega_1 - \omega_2)) \quad (9)$$

Фиксируя разность $\omega_1 - \omega_2$, получаем уравнения, как для модуля, так и для фазы передаточной функции дальностного канала РСА, которые определяют её с точностью до комплексного множителя и некоторого постоянного временного смещения. Данный алгоритм, предложенный в [14] назван в [15] двухдиагональным алгоритмом.

Для дискретных последовательностей конечной длины алгоритм оценки передаточной функции дальностного канала РСА можно записать в виде:

$$\hat{H}(m) = \sqrt{\left|\hat{B}_S\left(\frac{m}{T}, \frac{-m}{T}\right) - \frac{N_0}{2}\right|} \exp\left(j\left(\sum_{i=0}^m \arg\left(\hat{B}_S\left(\frac{i}{T}, \frac{i+1}{T}\right)\right)\right)\right), \quad (10)$$

где: $\dot{H}(m) = \dot{H}\left(\frac{m}{T}\right)$, $m = 0, \dots, M-1$, T - период повторения зондирующих импульсов,

$\hat{B}_S(\omega_1, \omega_2)$ - выборочная оценка ковариационной функции, полученная по N отраженным импульсам.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для практической реализации рассматриваемого алгоритма необходимо определить зависимости качества оценки канала от числа обрабатываемых реализаций, длины реализации, степени нестационарности, величины аддитивных помех и т.п.

Качество работы алгоритмов в данной задаче естественно оценивать по функции неопределенности. В этом случае, мы можем подставить в оптимальный алгоритм восстановления оценку канала, полученную алгоритмом (10), а затем оценить полученную функцию неопределенности, описывающую рассогласование выхода согласованного фильтра и его параметров. В этом случае характеристики качества будут зависеть от конкретного вида передаточной функции канала.

Чтобы получить оценки качества вне этой зависимости введем несколько модифицированное определение функции неопределенности «слепого» согласованного фильтра, как отклик этого фильтра на нестационарный белый шум. В этом случае идеальная функция неопределенности (δ -функция) появится на выходе при числе реализаций $N \rightarrow \infty$.

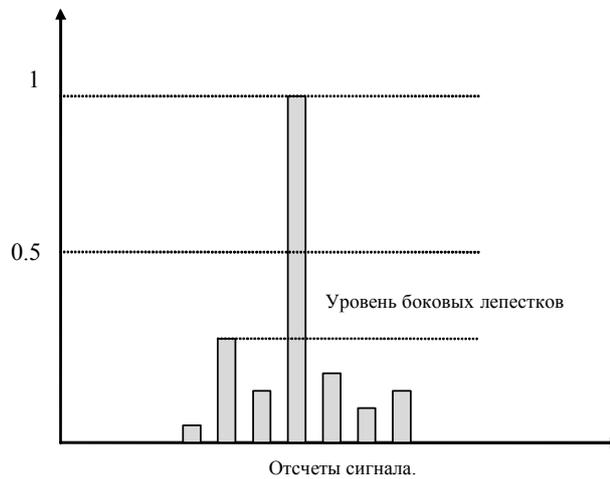


Рис.1. К определению качества работы дискретного «слепого» согласованного фильтра.

При фиксированной выборке для оценки качества работы дискретного «слепого» согласованного фильтра мы будем использовать понятие дискретного разрешения, определенное как число отсчетов оценки импульсной характеристики превысивших порог 0.5 от максимального значения, и максимальный уровень бокового лепестка, определенный как максимальное значение отсчета не превосходящего порог (см. Рис.1).

Эти замечания, позволяют нам при моделировании дальностного канала РСА положить $\dot{H}(j\omega)=1$ и использовать колоколообразную модель g_R нестационарной дисперсии $\dot{\eta}(\tau, k)$ в виде:

$$g_l = \exp \left[-p^2 \left(\frac{(l - M/2)}{M} \right)^2 \right], \quad l = 1 \dots M \quad (11)$$

где: M - длина реализаций информационного сигнала.

На Рис.2 показана зависимость дискретного разрешения (минимальное значение 1) от числа обрабатываемых реализаций при различной величине нестационарности ($p=0$ - на входе белый шум; $p \rightarrow \infty$ - на входе дельта-функция). Меткой «RANDOM» обозначена зависимость при случайном значении параметра нестационарности.

На Рис.3 показана скорость сходимости алгоритма. На Рис.4 уровень боковых лепестков. На Рис.5 зависимость от числа отсчетов отраженного сигнала.

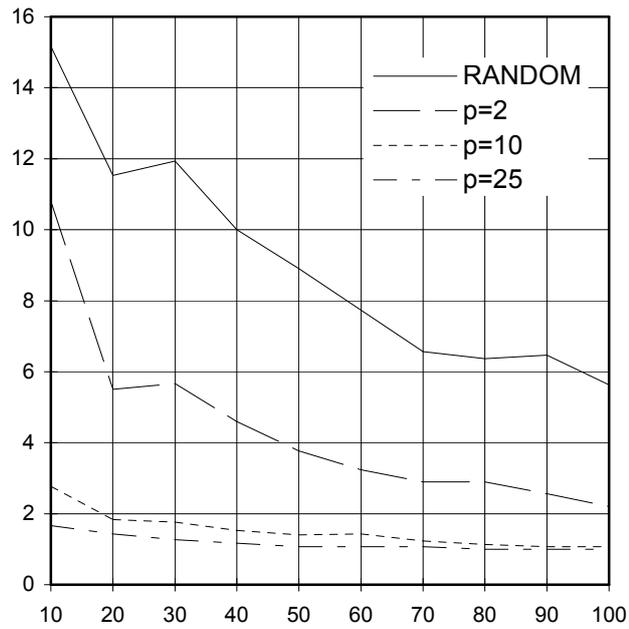


Рис. 2. Зависимость дискретного разрешения (по вертикали) от числа обрабатываемых реализаций (по горизонтали), при различном значении параметра нестационарности (меткой RANDOM обозначена зависимость при случайном значении параметра нестационарности).

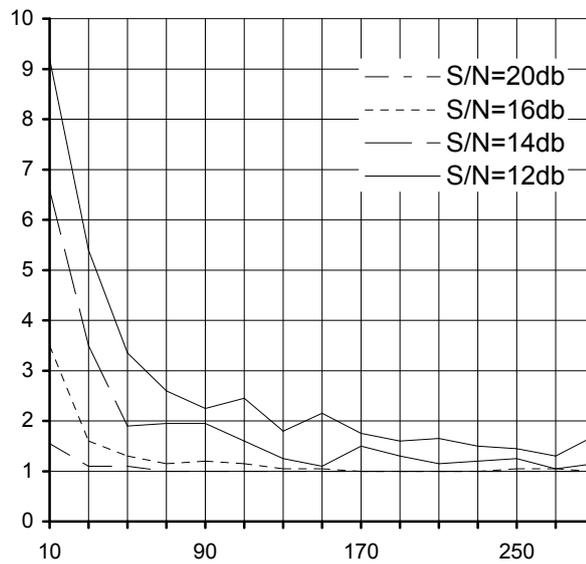


Рис. 3. Зависимость дискретного разрешения (по вертикали) от числа обрабатываемых реализаций (по горизонтали), при различном отношении сигнал-шум при $p=25$.

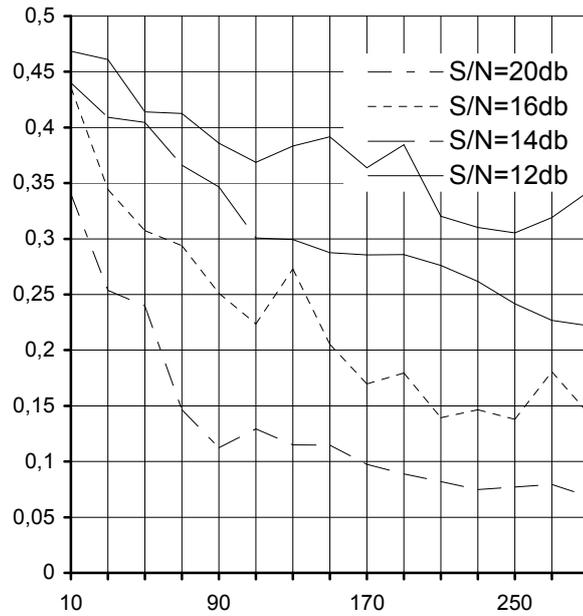


Рис. 4. Зависимость уровня боковых лепестков (по вертикали) от числа обрабатываемых реализаций (по горизонтали), при различном отношении сигнал-шум, при $p=25$.

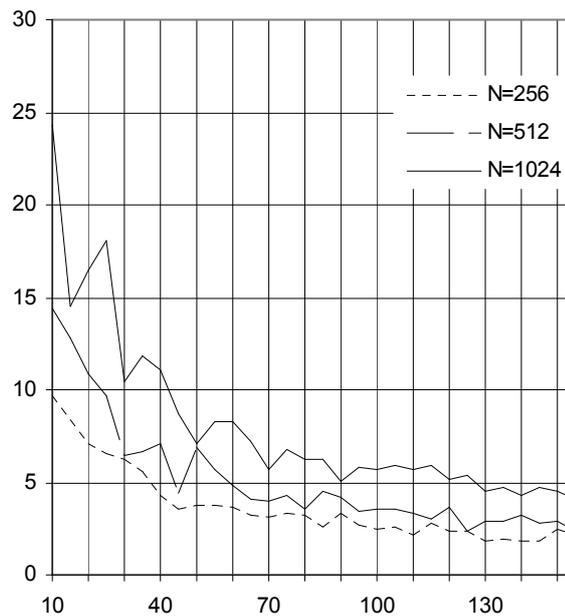


Рис. 5. Зависимость дискретного разрешения (по вертикали) от числа обрабатываемых реализаций (по горизонтали), при различных длинах реализаций, при $p=25$.

В целом, алгоритм демонстрирует хорошую помехоустойчивость, однако требует весьма высокой степени нестационарности. Для космической РСА это означает, что при реализации алгоритма необходимо учесть дополнительное ограничение для полосы захвата. Данный недостаток может быть компенсирован увеличением числа реализаций.

Существенным преимуществом данного алгоритма (в отличие, например от [10,11]) является отсутствие зависимости от сюжета радиолокационного изображения (в частности наличия в зоне фокусировки ярких точек). Кроме того, для работы алгоритма не требуется знания g_R .

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА АЛГОРИТМА

Экспериментальная проверка возможности использования данного алгоритма для коррекции искажений дальностного канала РСА проводилась с использованием информации авиационной РСА X - диапазона «Компакт-1» («ИК-ВР»), разработанной в НИИ ТП, г. Москва. Результаты экспериментальной проверки показали, что двухдиагональный алгоритм (10) дает смещенную оценку зондирующего сигнала РСА.

Причины данного смещения следует искать среди таких факторов как:

- 1) наличие в аппаратном тракте РСА коррелированного аддитивного шума;
- 2) наличие нелинейных эффектов малоразрядного квантования и жесткого ограничения;
- 3) краевых эффектов возникающих в случае попадания ярких отражателей на границу области анализа.

Первый фактор приводит к тому, что спектральная плотность шума неравномерна в полосе частот пропускания тракта. Ковариационная матрица стационарного шума диагональна в спектральной области и не влияет на вторую диагональ ковариационной матрицы, а значит и на восстанавливаемую фазу передаточной функции. Однако, выборочная ковариационная матрица шума имеет не равные нулю коэффициенты во второй диагонали при ограниченном числе используемых реализаций, что может привести к неравномерному по полосе частот смещению в оценке фазы. Способ преодоления данного ограничения очевиден: при использовании алгоритма необходима предварительная запись и последующий анализ «шумовой голограммы».

Второй фактор оказывает наиболее существенное влияние на точность восстановления передаточной функции радиолокационного канала. Математическое моделирование эффектов квантования и ограничения показало, что малоразрядное квантование (<4 разрядов) или ограничение сигнала на уровне 1-й σ приводят к существенным искажениям оценки.

Способ устранения влияния третьего фактора - оптимальный подбор параметров временного стробирования отраженного сигнала в приемнике РСА.

Для преодоления влияния нелинейных искажений в тракте вызванных квантованием и незначительным ограничением, в [14] было предложено использовать широко распространенный прием: нужно сделать эти искажения полностью предсказуемыми.

Для этого мы используем связь между ковариационной функцией сигнала прошедшего идеальный ограничитель с ковариационной функцией исходного сигнала.

Фактически, это означает реконструкцию искомой ковариационной матрицы отраженных сигналов РСА только по знаковым корреляциям во временной области. Для нестационарного процесса можно получить следующую формулу реконструкции:

$$B_S(t_1, t_2) = \Omega(t_1)\Omega(t_2) \left(\left(\sin\left(\frac{\pi}{2}r_{xx}(t_1, t_2)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}r_{yy}(t_1, t_2)\right) \right) + j \left(\sin\left(\frac{\pi}{2}r_{xy}(t_1, t_2)\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2}r_{yx}(t_1, t_2)\right) \right) \right) \quad (12)$$

Здесь $r_{xx}, r_{yy}, r_{xy}, r_{yx}$ - корреляция знаковой последовательность исходной голограммы; $\Omega(t)$ - функция с.к.о. наблюдаемого сигнала во временной области; $B_S(t_1, t_2)$ - искомая ковариационная функция.

Тогда алгоритм оценки системной характеристики РСА в сечении наклонной дальности можно представить в виде последовательности следующих шагов:

1. Обозначим комплексный массив отраженных сигналов РСА (радиоголограммы) в виде $\dot{S}(i, j)$, $i=1...M, j=1...N$, где: i - индекс отсчета по координате дальности, j - индекс отсчета по координате азимута. Запишем оценку нестационарной дисперсии и знаковой корреляции квадратурных компонент отраженных сигналов во временной области:

$$\begin{aligned} \Omega^2(i) &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M |\dot{S}(i, j)|^2 \\ r_{xx}(i, k) &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{xy}(i, k) &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{yx}(i, k) &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{yy}(i, k) &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(k, j))) \end{aligned} \quad (13)$$

2. Получим оценку ковариационной матрицы искаженного сигнала во временной области, используя формулу (12).

3. Найдем спектральную ковариацию (спектральный момент 2-го порядка) в виде:

$$Q_R(m, n) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \dot{S}(i, k) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} in\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} km\right) \quad (14)$$

4. В соответствии с (10) получим оценку передаточной функции канала РСА по следующей формуле:

$$\dot{H}(m) = \sqrt{Q_R(m,m) - D_R^1(m)} \exp \left(j \sum_{n=1}^m \arg(Q_R(n,n-1) - D_R^2(n)) \right), \quad (15)$$

где: $D_R^1(m)$ - главная диагональ ковариационной матрицы аддитивных помех; $D_R^2(m)$ - вторая диагональ ковариационной матрицы аддитивных помех.

Особенность РСА «Компакт-1» является то, что принимаемые приемником отраженные сигналы оцифровываются без сжатия по дальности, а сама процедура цифрового сжатия реализуется в процессе восстановления РЛИ. Это дает нам возможность проверить работоспособность предлагаемого алгоритма при восстановлении зондирующего сигнала РСА.

Х-диапазон для авиационных РСА не характеризуется заметным влиянием среды распространения, а имеющиеся результаты стендовых испытаний по проверке фазо-частотных характеристик сквозного аппаратного тракта, позволяют считать зондирующий сигнал данной РСА идеальным прототипом, с точки зрения проверки метода компенсации искажений.

Поэтому в качестве критерия соответствия мы рассмотрим взаимную корреляцию априори известной математической модели зондирующего сигнала и сигнала полученного в результате наземных испытаний аппаратуры РСА (тестового сигнала) в сравнении с оценкой этого сигнала по радиоголограмме, полученной двухдиагональным алгоритмом. Данные функции показаны на Рис.10.

Качество работы «слепого» согласованного фильтра для алгоритма, использующего знаковую корреляцию, характеризует взаимная корреляция тестового сигнала и слепой оценки, показанная на Рис.11.

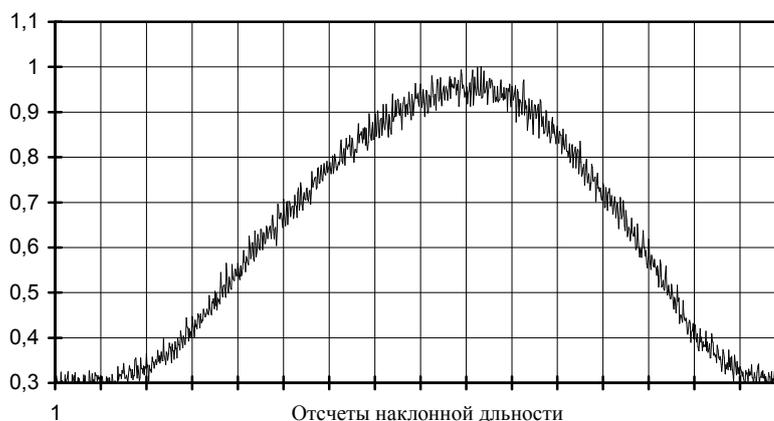


Рис.6. Нормированная амплитуда принимаемого сигнала РСА «Компакт-1» в сечении наклонной дальности.

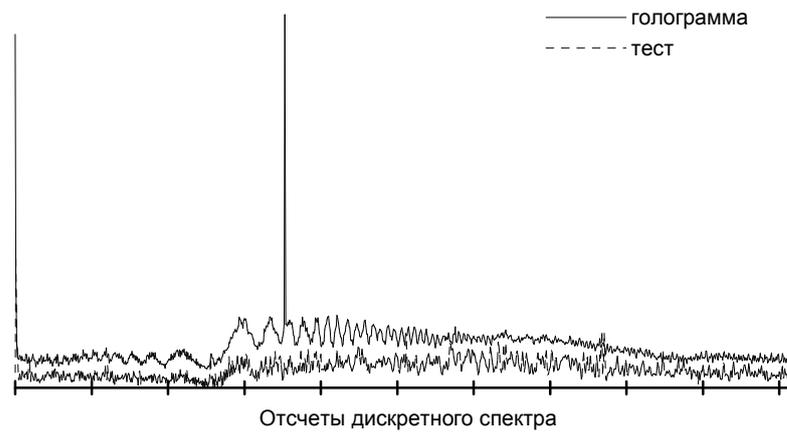


Рис.7. Оценка модуля спектра зондирующего сигнала по голограмме и спектральная амплитуда тестового сигнала РСА «Компакт-1».

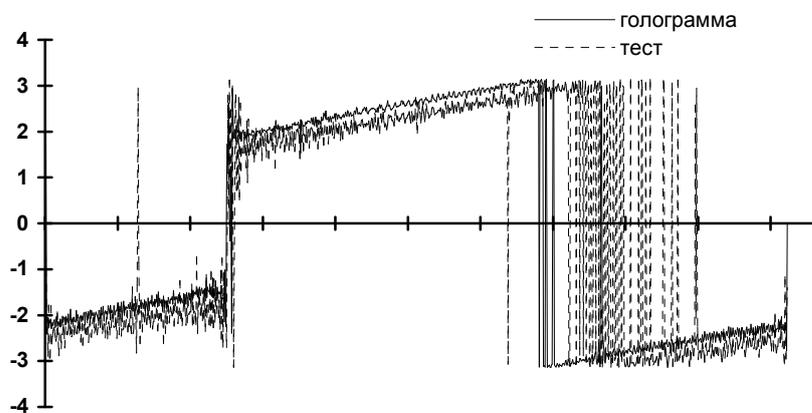


Рис.8. Фаза 2-й диагонали спектральной ковариационной матрицы (производная фазы спектра зондирующего сигнала).

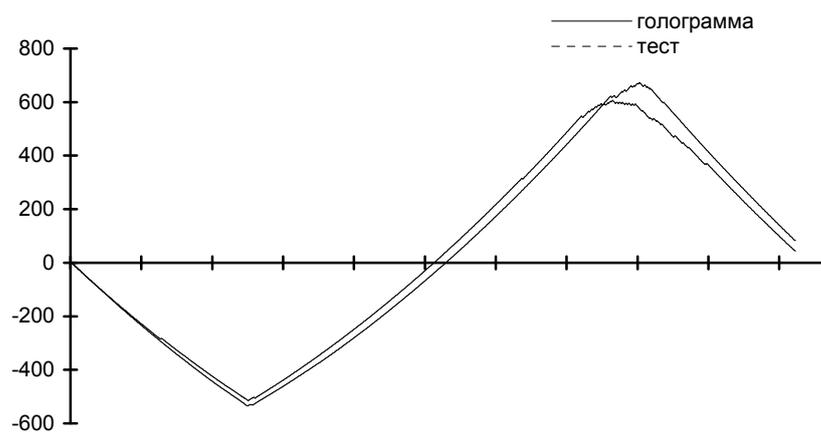


Рис.9. Восстановленная фаза передаточной функции канала.

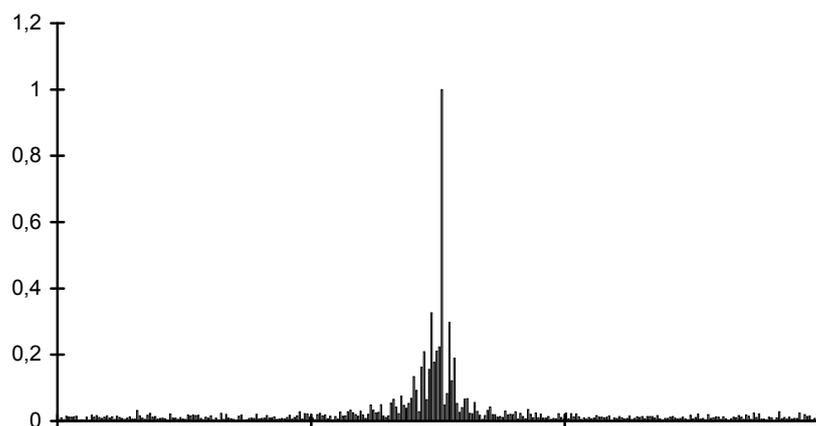


Рис.10. Функция автокорреляции тестового сигнала и слепой оценки зондирующего сигнала по голограмме для двухдиагонального алгоритма.

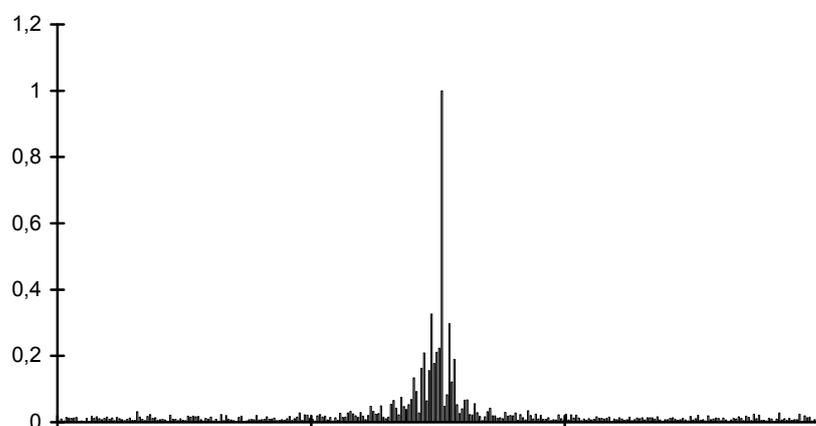


Рис.11. Функция корреляции тестового сигнала и слепой оценки зондирующего сигнала по голограмме для двухдиагонального алгоритма, использующего знаковую корреляцию.

В соответствии с основной идеей предлагаемых алгоритмов входной информационный сигнал должен быть существенно нестационарен. Рис.6 показывает, что это действительно имеет место в реальной голограмме РСА.

В соответствии с (10), по 1-й диагонали ковариационной матрицы в спектральной области оценивается модуль передаточной функции зондирующего сигнала. Результаты оценки по реальной голограмме показаны на Рис.7. Данный график свидетельствует, что оценка модуля спектра зондирующего сигнала и истинное значение (тестовый сигнал) отличаются. Связано, это с влиянием аддитивных сосредоточенных по спектру помех (линейчатая часть спектра), наличием аддитивного шума (постоянная подставка) и небольшого линейного искажения спектра вследствие неидеальной характеристики приемного устройства.

На Рис.8 и Рис.9 показаны этапы восстановления фазы спектра зондирующего сигнала и соответствие оцениваемых характеристик по голограмме и характеристик тестового сигнала, полученного при наземной калибровке. При восстановлении использовалось 1000 реализаций отраженного сигнала РСА «Компакт-1». В целом на Рис.11 мы видим, что оценка хорошо соответствует истинным параметрам зондирующего сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный алгоритм оценки искаженного в ионосфере зондирующего сигнала РСА, обеспечивает возможность гарантированной компенсации данного эффекта независимо от сюжета РЛИ. Результаты математического моделирования и экспериментальной проверки алгоритма позволяют рекомендовать для практического использования алгоритм, использующий знаковую ковариационную матрицу отраженных сигналов РСА. При реализации алгоритма может потребоваться некоторое ограничение полосы захвата РСА и соответственное увеличение размера антенны РСА в угломестной плоскости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Larsson B., Froliung P.-O., Gustavsson A., Hellsten H., Jonsson T., Stenstrom G., Ulander L.M.H. Some Results From the New CARABAS 2 VHF SAR System // Proceedings Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark. - Vol.1. -P.25-32.
2. Кретов Н.В., Рыжкина Т.Е., Федорова Л.В. Влияние земной атмосферы на пространственное разрешение радиолокаторов с синтезированной апертурой космического базирования // Радиотехника и электроника. – 1992. - №1. - С.90-95.
3. Кретов Н.В., Рыжкина Т.Е., Федорова Л.В. О дисперсионных искажениях широкополосных сигналов в ионосферной плазме // Радиотехника и электроника. – 1991. - т.36. - вып.1. - С.1-6.
4. Стадник А. М., Ермаков Г.В. Искажения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в атмосфере земли // Радиотехника и электроника. - 1995. - Т.40. - № 7. - С. 1009.
5. Мин-Хо Ка, Баскаков А.И., Пермяков В.А. Анализ дисперсионных искажений широкополосных радиосигналов космических РСА подповерхностного зондирования дециметрового диапазона в ионосфере Земли // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: сборник докладов Всероссийской научной конференции, Муром, 1-3 июля 2003г. – С.272-275.
6. Пермяков В.А., Исаков М.В. К оценке искажений сверхширокополосных сигналов дециметрового диапазона в ионосфере // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации,

связи и акустике: сборник докладов Всероссийской научной конференции, Муром, 1-3 июля 2003г. – С.276-280.

7. Горячкин О.В. Влияние атмосферы Земли на деградацию характеристик изображений космических радиолокационных станций с синтезированной апертурой // Компьютерная оптика. – 2002. – Вып.24. – С.177-183.
8. Буренин Н.И. Радиолокационные станции с синтезированной антенной. – М.: «Сов. радио», 1972, 160с.
9. Ефимов А.И., Калинин А.А., Кутуза Б.Г. Использование радиолокатора синтезированной апертуры Р-диапазона в космических экспериментах // Радиотехника. – 1998. - №2. - С.19-24.
10. Штейншлейгер В.Б., Дзенкевич А.В., Манаков В.Ю., Мельников Л.Я., Мисежников Г.С. О разрешающей способности трансионосферных РЛС для дистанционного зондирования Земли в УКВ-диапазоне волн // Радиотехника и Электроника. – 1997. - т.42. - №6. - С.725-732.
11. Shteinshleiger V., Dzenkevich A., Misezchnikov G., Mel'nikov L. On the Possibility of Designing a High-Resolution Space-Borne VHF-Band SAR for Remote Sensing of the Earth.- Proceedings European Conference on Synthetic Aperture Radar, 26-28 March 1996, Konigswinter, Germany, p.321-324.
12. Ishimaru A., Kuga Y., Liu J., Kim Y., Freeman T. Ionospheric effects on synthetic aperture radar at 100 MHz to 2 GHz // Radio Science (USA) – 1999 – vol. 34 – num.1 – p. 257-268.
13. Goriachkin O.V., Kloovsky D.D. The some problems of realization spaceborne SAR's in P,UHF,VHF bands // Proceedings IEEE 1999 International Geo-science and Remote Sensing Symposium, Hamburg, Germany, July 1999. - vol.2. – P.1271-1273.
14. Goriachkin O.V., Kloovsky D.D. New Method for Wideband Low Frequency SAR Data Processing // Proc. Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark. - vol. 2. - P.147-154.
15. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.