

Интерференционные радиолокаторы с синтезированной апертурой (ИРСА) для оперативного мониторинга океанских явлений

С.В. Переслегин

*Институт океанологии им. П.П. Шишова РАН
Москва, 117997, Нахимовский проспект, 36
Тел.: (499)124-7392, e-mail: peresleg@ocean.ru*

Рассматриваются принципы радиолокационного зондирования морской поверхности с применением интерферометров для восстановления уровенных и скоростных полей океана – как мелкомасштабных (энергонесущие ветровые волны), так и мезомасштабных, к которым относятся сейсмические поверхностные волны и геострофические течения. Используя известную функцию правдоподобия, рассчитываются оптимальный алгоритм выделения полезного сигнала и потенциальная флуктуационная чувствительность панорамных измерителей, где поле ветровых волн присутствует либо в качестве измеряемого, либо в качестве помехи при диагностике мезомасштабных полей. Учитываются такие факторы, как синтезирование апертуры на нестационарной поверхности и возможность фильтрации (осреднения) волнового поля на значительных по размеру площадках. В результате оказывается возможным рассчитать достижимую пороговую чувствительность интерференционного радиолокатора с синтезированной апертурой (ИРСА) по полям скорости и уровня в зависимости от аппаратных и траекторных параметров, размера осредняющей площадки и гидрометеоусловий.

The physical principles of sea surface sensing by interferometric SAR (ISAR) are considered, on the problem of ocean level and current velocity fields restoration. To that's fields belongs: small-scale wind waves, meso-scale seismic waves and geostrophic ocean currents. Optimal algorithm for useful signal selection and potential fluctuation sensibility of fields restoration are calculates via likely-hood function, where wind waves field may be either measured object or obstacle with meso-scale fields diagnostics. That's factors as non-stationary surface with aperture synthesis and wave fields averaging with level and current velocity measurements, are takes into consideration. In result, we have a threshold sensibility of ISAR for velocity and level fields dependence on radar and trajectory parameters, averaging area size and hydro-meteo conditions.

Введение

Интерференционные радиолокаторы с синтезированной апертурой (ИРСА), устанавливаемые на летательных аппаратах, применяются для восстановления рельефа подстилающей поверхности и для измерения горизонтальной скорости перемещения ее элементов. При восстановлении поля уровня морской поверхности, как и при восстановлении ее «скоростного портрета» требуется, в первую очередь, соответствующая флуктуационная чувствительность – порядка 1см для среднего уровня и 1 см/с для среднего течения. Оптимальный алгоритм восстановления поля уровня поверхности океана и достижимая точность (флуктуационно-уровенная чувствительность) рассмотрены в наших работах [1,2]. Антенны интерферометра с поперечной базой разнесены в плоскости визирования, фазы отраженных сигналов на выходах антенн сравниваются практически мгновенно. Флуктуационно-уровенная чувствительность определяется шириной спектра излучаемого сигнала, а также числом N независимых отсчетов разностно-фазового сигнала на площадке осреднения размером d . При этом подразумевается, что реальная апертура используется полностью при любой степени фокусировки синтезированной антенны.

Анализ чувствительности разностно-фазового измерителя, использующий критерий максимума правдоподобия, позволяет применить тот же подход и к интерферометру бокового обзора с продольной базой, что наилучшим образом решает

задачу восстановления «скоростного портрета» морской поверхности. В обычных (одноантенных) РСА радиальная (поперечная направлению полета) скорость малоразмерного объекта, вследствие доплеровского частотного сдвига вызывает продольный сдвиг объекта на яркостном РЛ изображении. Применяв специальный алгоритм обработки исходного сигнала (радиоголограммы), таким же образом можно восстанавливать радиальную скорость протяженного объекта, т.е. скорость морских течений [3]. В ИРСА с продольной базой в принципе можно определять обе (продольную и поперечную) составляющие скорости, а флуктуационно-скоростная чувствительность определяется скоростью перемещения аппарата и размером синтезированной апертуры.

Первая демонстрация самолетного ИРСА, использующего оба вида интерферометров – с поперечной и продольной антенными базами – состоялась в 1997 г. [4]. Этот опыт имел своей главной целью восстановление рельефа суши с высоким разрешением, а также скоростей наземных объектов. В дальнейшем при помощи самолетного ИРСА были проведены и морские эксперименты, в частности по восстановлению реального спектра морского волнения [5].

Двухантенные радиолокационные интерферометры

Геометрия задачи иллюстрируется **рис.1**, где показано расположение трех антенн, образующих поперечную ($A_1 - A_2$) и продольную ($A_1 - A_3$) антенные базы длиной l_1 и l_2 . База l_1 лежит в плоскости визирования ZOY , имея угол наклона θ относительно оси OY . База l_2 лежит в плоскости ZOX , будучи параллельной вектору скорости аппарата W_x . Антенна A_1 является приемо-передающей, антенны A_2 и A_3 работают только на прием. Элементарная площадка поверхности S_n визируется под углом γ_n ; площадка осреднения с размерами d_x , d_y имеет малое возвышение Δh и малые скорости V_x , V_y относительно окружающей поверхности. Наклонная дальность элементарной площадки отсчитывается от середины антенной базы и составляет $R_n = H / \cos \gamma_n$.

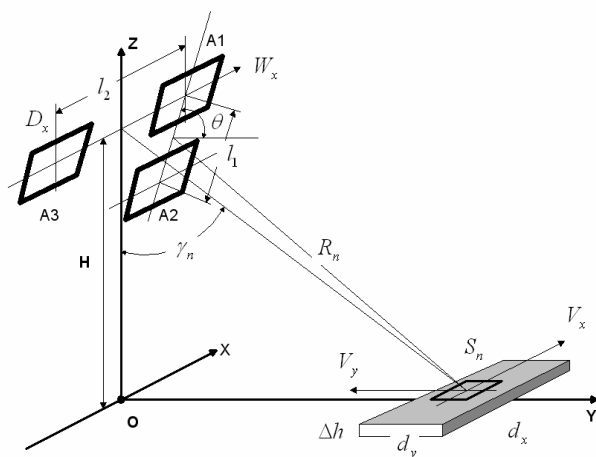


Рис. 1. Радиолокационный интерферометр бокового обзора

При брэгговском рассеянии на мелких волнах отраженные сигналы являются линейными функционалами случайного волнового поля, интервал корреляции которого мал по сравнению с размерами площадки S_n . Вследствие этого, данные сигналы представляют собой гауссовы случайные величины при любой статистике высот волнового поля. Поскольку это поле с достаточным приближением имеет нулевое среднее, то интересующая нас информация о величинах Δh , V_x и V_y , которая

содержится в сигналах ИРСА, заключена в их комплексном коэффициенте взаимной корреляции, определяемом выражением

$$\rho_n \exp(j\Psi_n) = \frac{\overline{U}_{1n} \cdot \overline{U}_{2n}^*}{\sqrt{|\overline{U}_{1n}|^2 \cdot |\overline{U}_{2n}|^2}} \quad (1)$$

где ρ_n, Ψ_n – модуль и фаза коэффициента взаимной корреляции сигналов, рассеянных площадкой S_n , а черта сверху означает операцию осреднения по волновому полю внутри площадки. Последующий анализ предполагает волнение двухмасштабным, т.е. постулирует одновременное присутствие на всей поверхности как мелких (рассеивающих) волн, так и крупных пологих волн, модулирующих отраженный сигнал по фазе и амплитуде. Будем считать, что если на элементарной площадке S_n укладывается большое количество мелких (рассеивающих сигнал) волн, то длины крупных (энергонесущих) волн заведомо превышают размеры площадки S_n .

Малые размеры площадки S_n обеспечиваются благодаря широкой полосе спектра излучаемого сигнала Δf и большому размеру синтезированных антенных апертур при траекторном перемещении аппарата со скоростью W_x . Поперечный размер площадки (поперечная разрешающая способность) составляет $r_y = c/\Delta f \sin\gamma_n$, c – скорость света. При синтезировании антенных апертур необходимо учитывать и скорость перемещения площадки. Поскольку скорость аппарата W_x на порядки превышает интересующие нас скорости течений, продольную составляющую скорости площадки V_x пока что не будем учитывать. Поперечная же скорость V_y проектируется на продольную скорость W_x в отношении $W_x/R_n \sin\gamma_n$. Отклик когерентного накопителя при свертке принимаемого сигнала с опорным $g_{00} = \exp\left(j\frac{ku^2}{R_0}\right)$ записывается в виде:

$$g(x, V_y) = (g_0 / D_x) \int_{-L_x/2}^{L_x/2} \exp\left\{-j\left[\varphi_0 + \frac{k}{R_n}\left(x - \frac{V_y R_n \sin\gamma}{W_x} - u\right)^2 - \frac{ku^2}{R_0}\right]\right\} du,$$

где g_0, φ_0 – амплитуда и начальная фаза сигнала, D_x – горизонтальный размер реальной антенны, L_x – размер синтезированной антенны, $k=2\pi/\lambda$, λ – длина волны сигнала. Разделяя мнимую и действительную составляющие отклика и пренебрегая малыми величинами, а также малым отличием дальностей R_0 и R_n , в результате интегрирования получаем приближенное выражение:

$$g(x, V_y) = (g_0 L_x / D_x) \exp\left[-\frac{4bL_x^2}{\lambda^2 R^2} \left(x - \frac{V_y R \sin\gamma}{W_x}\right)^2 \left(1 + j\frac{\pi\lambda R}{2bL_x^2}\right)\right] \cdot \exp(j\varphi_0), \quad (2)$$

где $b=2\ln 2$. Из выражения (2) видно, что наличие радиальной скорости V_y приводит только к смещению положения максимума амплитуды отклика. При этом, продольная разрешающая способность по уровню 0,5 максимума отклика составляет $r_x = \frac{\lambda R}{2L_x}$

что при полной фокусировке (т.е. при использовании всей реальной диаграммы направленности антенны, $L_x = \lambda R/D_x$), дает предельную величину $r_x = D_x/2$. Видно также, что фаза отклика при этом фактически не отличается от φ_0 (ибо $L_x^2 \gg \lambda R$). Другой важный случай – т.н. неполная фокусировка, при которой длина синтезированной апертуры равна разрешаемому размеру, $L_x = r_x = \sqrt{\frac{\lambda R}{2}}$, тогда фаза

отклика составляет $\varphi_0 - \pi/b$. Для общности запишем и случай реальной апертуры ($L_x=D_x$):

$$g(x, V_y) = g_0 \exp(j\varphi_0) \exp \left[-\frac{2\pi j}{\lambda R} \left(x - \frac{V_y R \sin \gamma}{W_x} \right)^2 \right], \quad (3)$$

откуда видно, что для принятой модели отклик реальной апертуры носит исключительно реактивный характер. Таким образом, в одиночной реальной апертуре именно фаза несет информацию о радиальном (поперечном полёту) движении отражателя, тогда как в синтезированной ту же информацию несет сдвиг максимума амплитуды в продольном направлении.

Рассмотрим теперь, как функционирует двухантенный измеритель, где независимо синтезируются обе апертуры, а горизонтальная антенная база (расстояние между фазовыми центрами антенн) составляет l_2 (левая антенна – излучающая, **рис.1**). Пользуясь выражением (2), запишем сначала отклик левой антенны с запаздыванием на l_2 :

$$g_1(x - l_2) = (g_0 L_x / D_x) \exp \left[-\frac{4bL_x^2}{\lambda^2 R^2} (x - l_2)^2 \right] \exp \left\{ j \left[\varphi_0 - \frac{\pi \lambda R}{2bL_x^2} \right] \right\}, \quad (4)$$

а затем – комплексно-сопряженный отклик правой антенны, предполагая идентичность процессов синтеза обеих апертур:

$$g_2^*(x) = (g_0 L_x / D_x) \exp \left[-\frac{4bL_x^2}{\lambda^2 R^2} x^2 \right] \exp \left\{ -j \left[\varphi_0 - \frac{\pi \lambda R}{2bL_x^2} - \frac{2\pi l_2^2}{\lambda R} \right] \right\} \quad (5)$$

Здесь учтено, что при излучении левой антенны правая антенна воспринимает сигнал, сдвинутый по фазе на $-k\Delta R$, где $\Delta R = l_2^2/R$. Находя ковариацию $\rho_{12}(x) = g_1(x - l_2)g_2^*(x)$, получаем следующий результат:

$$\rho_{12}(x) \equiv \exp \left[-\frac{2bL_x^2 l_2^2}{\lambda^2 R^2} \right] \exp \left[-\frac{8bL_x^2}{\lambda^2 R^2} \left(x - \frac{l_2}{2} \right)^2 \right] \exp \left\{ j \frac{2\pi l_2^2}{\lambda R} \right\} \quad (6)$$

Мы видим, что при такого рода обработке сигналов ИРСА имеет место сдвиг максимума амплитуды отклика на половину размера антенной базы l_2 , что соответствует результату, полученному ранее для корреляционного измерителя скорости летательного аппарата [6]. Важен и другой результат: благодаря первому экспоненциальному сомножителю в выражении (6), амплитуда коэффициента корреляции оказывается малой при больших размерах синтезированной апертуры L_x . Например, при полной фокусировке ($L_x = \lambda R/D_x$) и с учетом соотношения $l_2 = mD_x$, $m > 1$, ослабление составит $\exp(-2bm^2)$. Максимально-возможная длина апертуры (не вызывающая ослабления) составляет $(L_x)_{\max} = \lambda R/2l_2\sqrt{b}$, что находится между полностью фокусированной и т.н. «нефокусированной» апертурой, для которой

$L_x = r_x = \sqrt{\frac{\lambda R}{2}}$. Физически это означает, что полная фокусировка с разрешением $D_x/2$

не позволяет совместить изображения, сдвинутые в пространстве на $l_2 > D_x$. Чувствительность ИРСА к изменению продольной скорости лучше всего показать, записав выражение (6) в функции задержки $\tau = x/W_x$, введя приращение, вызванное этой скоростью: $\Delta\tau = \tau_0 V_x/W_x$, $\tau_0 = l_2/2W_x$:

$$\rho_{12}(\tau) \sim \exp\left\{-\frac{8bL_x^2W_x^2}{\lambda^2R^2}(\tau - \tau_0 + \Delta\tau)^2\right\} \cdot \exp\left\{j\frac{2\pi l_2^2}{\lambda R}\right\} \quad (7)$$

Легко видеть, что даже в самолетных условиях, где величина $\Delta\tau = \frac{l_2V_x}{2W_x^2}$ не столь уж мала, точное измерение продольной скорости V_x трудно обеспечить за ограниченное время. Таким образом, мы проанализировали два эффекта, позволяющие измерять составляющие скорости: сдвиг максимума амплитуды отклика в одноантенном РСА (для поперечной скорости) и подобный же сдвиг максимума в двухантенном РСА (для продольной скорости). Осталось рассмотреть третий, наиболее сильный эффект: сдвиг фазы коэффициента корреляции для поперечной скорости. Действительно, за время пролета расстояния l_2 фазовый множитель в выражении (4) получает приращение на величину $\Delta\varphi = \frac{2\pi l_2}{\lambda} \frac{V_y \sin \gamma_n}{W_x}$. Учитывая возможность совместной обработки откликов (4) и (5) при любом размере синтезированной апертуры и вводя отношение q для средних амплитуд отраженного сигнала и собственного (теплового) шума в идентичных приемных каналах, комплексный коэффициент корреляции в соответствии с выражением (1) следует записать в виде $\rho_{12} = \rho_n \exp(j\Psi_n)$, где

$$\rho_n = \frac{q^2}{1+q^2} \exp\left\{-\frac{8bL_x^2}{\lambda^2R_n^2} \left[x - \frac{l_2}{2} \left(1 - \frac{V_x}{W_x}\right)\right]^2\right\} \quad (8)$$

$$\Psi_n = \frac{2\pi l_2}{\lambda} \left(\frac{V_y \sin \gamma_n}{W_x} - \frac{l_2}{R_n}\right) \quad (9)$$

Мы видим, что фаза отклика включает только поперечную составляющую V_y и не изменяется за время синтезирования, тогда как модуль отклика включает только продольную составляющую V_x , изменяясь во времени. Проинтегрировав модуль за время пролета антенной базы l_2 и пренебрегая его малым сдвигом, получим результат:

$$\rho_n = \frac{q^2}{l_2(1+q^2)} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} \exp\left(-\frac{8bL_x^2x^2}{\lambda^2R_n^2}\right) dx = \frac{q^2}{1+q^2} \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{\Phi(\beta_2)}{\beta_2} \quad (10)$$

где
$$\beta_2 = \frac{\sqrt{2bL_x}l_2 \cos \gamma_n}{\lambda H}, \quad (11)$$

$\Phi(\beta_2) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\beta_2} \exp(-t^2) dt$ – интеграл вероятностей

Для интерферометра с поперечной базой l_1 , предназначенного для восстановления высот рельефа, процесс синтезирования антенных апертур не влияет на коэффициент взаимной корреляции сигналов от антенн A_1 и A_2 (**рис.1**). Пренебрегая малыми величинами и относя выделяемое приращение Δh к среднему уровню на малой площадке S_n , куда входят и крупные морские волны, коэффициент корреляции (1) можно представить в виде:

$$\beta_n = \exp\left\{jk[\Delta R_n - 2\Delta h(\cos \gamma_{n2} - \cos \gamma_{n1})]\right\} \langle \bar{P}_{12} \rangle,$$

где $\Delta R_n = l_1 \sin(\gamma_n - \theta)$, $k = 2\pi/\lambda$, $\cos \gamma_{n2} - \cos \gamma_{n1} = \frac{l_1}{H} \cos \gamma_n \sin \gamma_n \cos(\gamma_n - \theta)$, и

$\langle \overline{P}_{12} \rangle = \int_0^{r_y} j \Delta \Phi_n(y) dy$ – интеграл, определяющий раскорреляцию широкополосного

разностно-фазового сигнала, $\Delta \Phi_n = \frac{ky}{H} (\cos \gamma_{n2} - \cos \gamma_{n1}) \Delta y$. В результате

интегрирования получается многолепестковая функция $\frac{\sin \beta_1}{\beta_1}$, которую

целесообразно заменить экспонентой при значениях $\beta_1 < 2$: $\frac{\sin \beta_1}{\beta_1} \cong \exp\left(-\frac{\beta_1^2}{2\pi}\right)$.

Таким образом, модуль и фаза коэффициента корреляции получают вид:

$$\rho_n = \frac{q^2}{1+q^2} \exp\left(-\frac{\beta_1^2}{2\pi}\right) \quad (12)$$

$$\beta_1 = \frac{\pi c l_1}{2\lambda \Delta f H} \cos \gamma_n \operatorname{ctg} \gamma_n \cos(\gamma_n - \theta) \quad (13)$$

$$\psi_n = \frac{2\pi l_1}{\lambda} \sin(\theta - \gamma_n) + \frac{2\pi \Delta h}{\lambda} \frac{l_1}{H} \cos(\theta - \gamma_n) \operatorname{ctg} \gamma_n \quad (14)$$

Из выражений (12 – 14) видно следующее. Модуль коэффициента корреляции определяется относительным размером базы l_1/H и относительной шириной спектра излучаемого сигнала $\Delta f/f_0$, $f_0 = c/\lambda$. Измеряемая величина Δh входит только в фазу коэффициента корреляции, где кроме полезного приращения имеется еще и аппаратный сдвиг, исчезающий при симметричном (относительно площадки S_n) расположении антенн, т.е. при $\theta = \gamma_n$.

Мы убедились в том, что основную информацию о рельефе и скорости элементарной площадки несет фаза коэффициента корреляции. В то же время ясно, что для точного измерения этих величин, ввиду случайного характера разностно-фазового сигнала (межэлементный «спекл-шум») необходимо осреднять этот сигнал на площадках, значительно превышающих размер площадки S_n . Одной из особенностей аэрокосмических РСА является «режим внешней когерентности»: при зондировании поверхности, состоящей из независимых малых отражателей, отраженный сигнал теряет когерентность за время перемещения антенны на половину своей длины. Введя

«время раскорреляции» сигнала $\tau_x = \frac{D_x}{2W_x}$, мы вынуждены в целях синтеза

диаграммы направленности антенны излучать за это время по крайней мере два когерентных импульса, что приводит к известному ограничению ширины зоны обзора в

космических РСА. Следовательно, период следования импульсов $T_{II} = \frac{2\Delta R}{c} \leq \frac{D_x}{2W_x}$,

откуда $\Delta R \leq \frac{cD_x}{4W_x}$. Таким образом, режим синтеза сохраняется, в то время как

последовательность пар отраженных импульсов остается некогерентной – их амплитуды распределены по Рэлею, фазы равновероятны, а разностно-фазовые реализации на выходе интерферометра имеют Гауссово распределение при среднем значении, которое и надлежит выделить.

Пусть площадка осреднения симметрична и по обеим осям имеет размер d (рис.1), тогда число независимых продольных отсчетов будет $N_x = 2d/D_x$. Поскольку число

поперечных отсчетов составляет $N_y = 2d \Delta f / c$, то общее их число $N = N_x N_y = \frac{4d^2 \Delta f}{c D_x}$.

Удобной характеристикой РСА является удельное число отсчетов

$$N_0 = \frac{4\Delta f}{c D_x}. \quad (15)$$

Эта величина не зависит от степени фокусировки, однако при неполной фокусировке необходимо накапливать сигналы не только по азимуту и дальности, но еще и по числу парциальных апертур, входящих в реальную апертуру.

Флуктуационная ошибка измерений уровня и скоростного полей в ИРСА

Задача вычисления оптимального алгоритма обработки разностно-фазового сигнала интерферометра с оценкой предельно-достижимой флуктуационной чувствительности по полю уровня в условиях брэгговского рассеяния на мелких ветровых волнах была подробно рассмотрена нами в работе [2]. Анализ минимальной ошибки измерения параметра p по этому алгоритму приводит к выражению

$$\sigma_p = \frac{1}{2d\sqrt{N_0} \frac{\partial \psi_n}{\partial(p)}} \sqrt{\frac{1}{\rho_n^2} - 1} \quad (16)$$

где ρ_n , ψ_n – модуль и фаза коэффициента корреляции при осреднении $N = d^2 N_0$ независимых реализаций разностно-фазового сигнала по симметричному пятну размером d . Сам же алгоритм, предполагая приемные каналы идентичными, записывается в виде,

$$\hat{p} = \frac{\sum_{n=1}^N \sin(\varphi_n - \Phi_n)}{\frac{\partial \psi_n}{\partial(p)} \sum_{n=1}^N \cos(\varphi_n - \Phi_n)} \quad (17)$$

т.е. обработка сводится к раздельному накоплению случайных квадратурных составляющих на выходе коррелятора при компенсации априорного фазового сдвига Φ_n и последующему делению их друг на друга с калибрующим весовым множителем.

В случае скоростных измерений этот множитель равен $\frac{\partial \psi_n}{\partial V_y} = \frac{2\pi l_2 \sin \gamma_n}{\lambda W_x}$, а для

уровенных измерений он равен $\frac{\partial \psi_n}{\partial(\Delta h)} = \frac{2\pi l_1}{\lambda H} \cos(\theta - \gamma_n) \operatorname{ctg} \gamma_n$.

Применяя формулу (17) для расчета флуктуационной чувствительности скоростного измерителя, определяемой модулем коэффициента корреляции (10), получим соотношение для «коэффициента потерь» по отношению к предельной чувствительности, достигаемой при бесконечно-высоком отношении фон/шум q :

$$K_{П2} = \frac{\sigma_{V_y}}{\sigma_{V_{y0}}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}}{\beta_2} \sqrt{\frac{4\left(1 + \frac{1}{q^2}\right) \beta_2^2}{\pi \Phi^2(\beta_2)} - 1} \quad (18)$$

зависящее как от q , так и от аппаратного коэффициента β_2 , оцениваемого формулой (11). Сама же чувствительность составляет:

$$\sigma_{V_y} = K_{П2}(\beta_2, q) \frac{W_x L_x \operatorname{ctg} \gamma_n}{2\pi H d \sqrt{N_0}} \quad (19)$$

Оптимизация интерферометра прежде всего требует такого выбора величин β и q , чтобы коэффициент K_{II} не превышал ~ 1 дБ, а определяющий чувствительность параметр $W_x L_x / H$ есть не что иное, как относительная скорость перемещения синтезированного раскрыва антенны. Графики $K_{II}(\beta_2, q)$ представлены на **рис.2а**. Из графиков видно, что при обычном для фазометрии отношении фон/шум $q=10$ (20дБ) допустимые величины β_2 лежат в пределах $\beta_2=0,4 - 1$, однако при меньших (аппаратурно-реализуемых) β_2 величину q необходимо увеличивать.

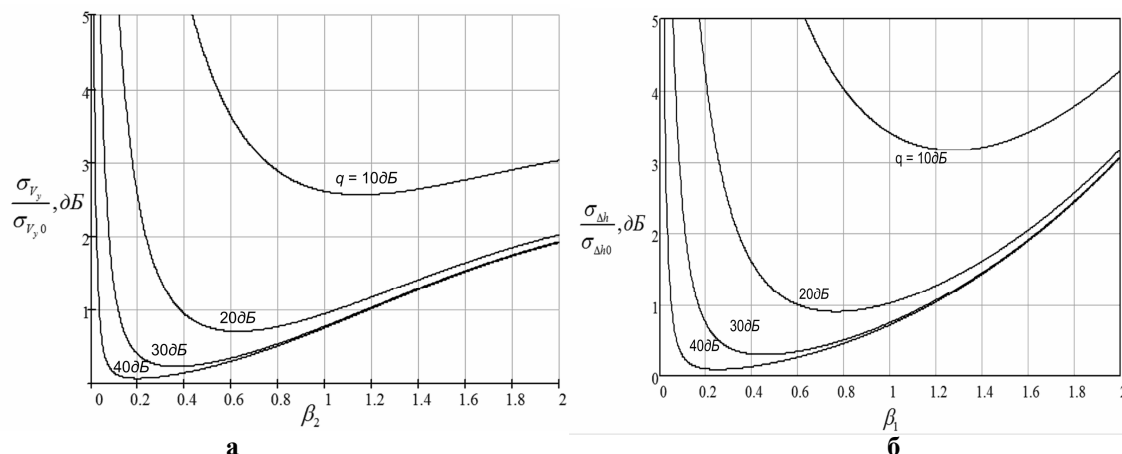


Рис. 2. Нормированная флуктуационная чувствительность радиолокационных интерферометров

а) скоростного, с продольной антенной базой
б) уровненного, с поперечной антенной базой

Для уровненных измерений, исходя из формулы (24) при модуле коэффициента корреляции (12) и входящей в него величины $\beta_1 = \frac{\pi c l_1}{2 \lambda \Delta f_c H} \cos \gamma_n \operatorname{ctg} \gamma_n \cos(\gamma_n - \theta)$, коэффициент потерь

$$K_{II1} = \frac{\sigma_{\Delta h}}{\sigma_{\Delta h,0}} = \frac{\sqrt{\pi}}{\beta_1} \sqrt{\left[\left(1 + \frac{1}{q^2} \right)^2 \exp\left(\frac{\beta_1^2}{\pi} \right) \right] - 1} \quad (20),$$

и флуктуационная чувствительность составляет

$$\sigma_{\Delta h} = K_{II1}(\beta_1, q) \frac{c \cos \gamma_n}{8 \sqrt{\pi} d \sqrt{N_0} \Delta f} \quad (21)$$

Таким образом, чувствительность уровненного интерферометра определяется размером «сжатого» импульса $c/\Delta f$, подобно чувствительности трассерного радиовысотомера.

Графики $K_{II1}(\beta_1, q)$ представлены на **рис.3**. Из графиков видно, что при тех же величинах энергопотенциала q уровненный интерферометр требует более высоких значений β по сравнению со скоростным. **При малых (реализуемых) величинах $\beta < 0,5$ интерферометры эффективны только при высоком энергопотенциале $q > 20\text{дБ}$** . Из выражений (19) и (21) мы видим, что чувствительность оптимизированных таким образом интерферометров практически **не зависит** от размера антенной базы l и длины волны λ . С другой стороны, анализируя состав коэффициентов β_2 и β_1 мы видим, что при прочих равных условиях **размер поперечной антенной базы l_1 должен быть гораздо больше размера продольной антенной базы l_2** .

Фокусировка апертуры с учетом нестационарности морской поверхности

В приближении однородной изотропной поверхности, площадь которой превышает зону облучения, а размер элементарного отражателя много меньше разрешаемого, временной интервал корреляции фона для движущейся антенны составляет, как известно, $D_x/2W_x$, D_x – горизонтальный размер антенны, W_x – скорость её перемещения. Этот эффект известен под названием «интерференция отражателей при движении радара», и в космических условиях интервал корреляции фона имеет порядок ~ 1 мс. Использование синтезированной апертуры заставляет излучать за это время по крайней мере два когерентных импульса для сохранения доплеровского сдвига $d\varphi/dt$ при перемещении антенны. Если же поверхность нестационарна, то случайное (медленное) перемещение отражателей делает этот сдвиг хаотичным, что нарушает фокусировку апертуры.

Остается связать полученные расчеты с фокусировкой РСА. Эффективное отклонение доплеровского сдвига, определяемое радиальной скоростью элементарной площадки, составляет $\sigma_F \cong \frac{2\tilde{\sigma}_v(r_s, W) \sin \gamma}{\lambda}$, где $\tilde{\sigma}_v(r_s, W)$ есть осредненное на площадке размером r_s отклонение орбитальной скорости крупных волн, зависящее от скорости ветра W , что анализируется в работе [7]. При работе РСА в любом режиме (от полной фокусировки до реальной апертуры) – ширина «свернутого» доплеровского спектра стационарной поверхности составит $\Delta F_d = \frac{2W_x r_x}{\lambda R}$, где

$R = \frac{H}{\cos \gamma}$ – наклонная дальность, W_x – скорость перемещения антенны, r_x – продольный разрешаемый размер. Для сохранения фокусировки необходимо, чтобы выполнялось условие $\sigma_F \leq \frac{\Delta F_d}{2}$, что приводит к выражению для достижимого разрешения, не зависящего от λ :

$$r_x^* \geq \frac{2H}{W_x} \tilde{\sigma}_v(r_x, W) \operatorname{tg} \gamma \quad (22)$$

На рис.4, пользуясь имеющимися характеристиками $\tilde{\sigma}_v(r_x, W)$ показана правая часть уравнения (22), т.е. ожидаемое разрешение с учетом нестационарности поверхности. Отношение H/W_x принимается равным 100с (космический аппарат и самолет мало различаются по этому параметру), угол визирования принимается равным 45° . Из рисунка видно, что условие сохранения фокусировки до $r_x^* \geq 5$ м выполняется лишь при слабом ветре $W \leq 2$ м/с, а уже при среднем ветре $W = 8$ м/с фокусировка резко ухудшается, с достижимым разрешением $r_x^* \geq 30$ м

Таким образом, мы получили возможность оценить, насколько ухудшается фокусировка РСА из-за наличия на поверхности крупных, сугубо случайных (гауссовых) волн. Если же принять структуру ветровых волн двумерной и гармонической, то возможна, по-видимому, лучшая фокусировка [8]. Следовательно, наши расчеты описывают наихудший случай, когда волны совершенно случайны и изотропны в пространстве.

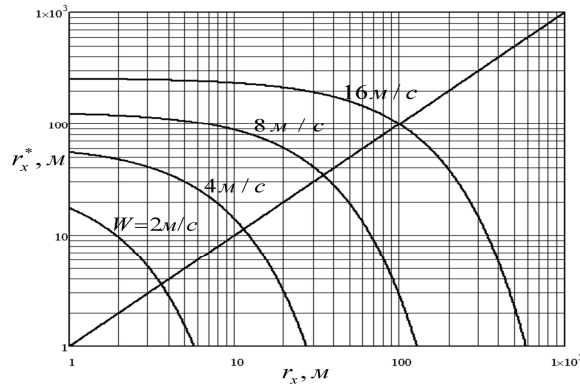


Рис. 4. Условия фокусировки апертуры при брэгговском рассеянии на взволнованной морской поверхности

Пороговая чувствительность ИРСА в присутствии крупных волн

Анализ чувствительности интерферометров предполагал, что высоты и орбитальные скорости крупных ветровых волн входят в фазы (9) и (14) коэффициентов корреляции как наблюдаемые величины, и не входят в модули (8) и (12). Можно предположить, что при высоком пространственном разрешении мы будем наблюдать в ИРСА именно панораму крупных волн. В то же время, крупные волны являются помехой при формировании в ИРСА панорамных изображений полей среднего уровня и мезомасштабных течений. Если сформировать изображение с осреднением разностно-фазового сигнала на симметричной площадке размером d , а ветровые волны считать изотропными и гауссовыми, то уместно определить пороговую чувствительность ИРСА как результат сложения трех независимых случайных процессов, т.е. теплового шума, спекл-шума и ветрового волнения:

$$(\Delta h)_{\text{пор}} = q_0 [\sigma_{\Delta h}^2(\beta_1, q, d) + \tilde{\sigma}_h^2(d, W)]^{1/2} \quad (23)$$

$$(V_y)_{\text{пор}} = q_0 [\sigma_{V_y}^2(\beta_2, q, d) + \tilde{\sigma}_v^2(d, W)]^{1/2} \quad (24)$$

В выражениях (23) и (24) q_0 – пороговый коэффициент (обычно принимают $q_0=2$), а первые слагаемые являются аппаратными флуктуационными чувствительностями () и (). Вторые слагаемые являются осредненными на площадке дисперсиями флуктуаций, рассчитанными для высот и орбитальных скоростей развитых ветровых волн по их пространственным спектрам в зависимости от скорости приводного ветра W [7].

Построим графики пороговой чувствительности ИРСА в зависимости от размера площадки d и скорости ветра W при следующих параметрах аппаратуры: $\beta_1 = \beta_2 = 0,3$, $q = 30$ (30дБ), $\frac{W_x L_x}{H} = 5 \text{ м/с}$, $\gamma_n = 45^\circ$, $\Delta f = 100 \text{ МГц}$, $N_0 = 0,5 \text{ м}^{-2}$, относящихся к неким «обобщенным» аэрокосмическим ИРСА – предполагая, что в реальных ИРСА эти параметры тем или иным способом обеспечиваются. На **рис.5а** графики построены для ИРСА с продольной антенной базой при наблюдении скоростных портретов морской поверхности. Видно, что при скорости ветра $W < 8 \text{ м/с}$, используя площадки осреднения с размером $d \geq 100 \text{ м}$, можно восстанавливать поле скорости течений с пороговой чувствительностью $2\sigma_{V_y} < 3 \text{ см/с}$. Используя же малые площадки с размером $d \sim 30 \text{ м}$, можно восстанавливать поле орбитальной скорости энергонесущих ветровых волн при скорости ветра $W \geq 12 \text{ м/с}$, ибо сигнал в этом случае определяется волнением. Для

наглядности показана зависимость «точечного» стандартного отклонения орбитальной скорости развитых (изотропных) ветровых волн от скорости ветра $\sigma_v(W)$.

На **рис.5б.** те же графики построены для ИРСА с поперечной антенной базой при наблюдении уровненных портретов морской поверхности. Видно, что при скорости ветра $W < 10\text{ м/с}$, используя площадки осреднения с размером $d \sim 200\text{ м}$, можно восстанавливать поле вариаций уровня с пороговой чувствительностью $2\sigma_{\Delta h} \sim 3\text{ см}$. Используя же малые площадки с размером $d \sim 30\text{ м}$, можно восстанавливать поле высот энергонесущих волн при скорости ветра $W \geq 10\text{ м/с}$. Показана также зависимость «точечного» стандартного отклонения высоты развитых (изотропных) ветровых волн от скорости ветра $\sigma_h(W)$.

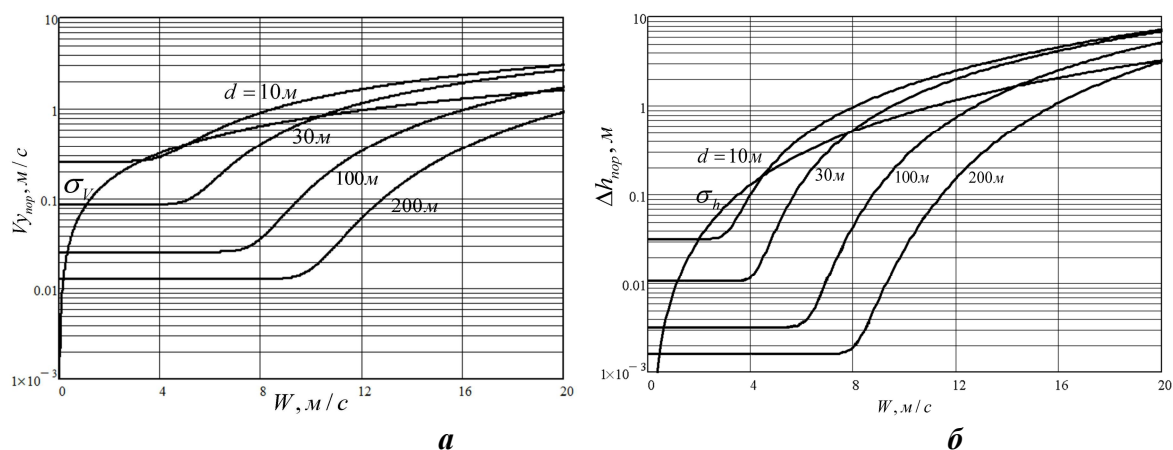


Рис. 5. Расчетные зависимости пороговой чувствительности аэрокосмических ИРСА от скорости ветра W и размера симметричной площадки осреднения d .

- а) для интерферометра с продольной базой.**
б) для интерферометра с поперечной базой

Краткие выводы

Резюмируя изложенное, можно сформулировать следующие выводы об особенностях функционирования и применения аэрокосмических ИРСА для целей диагностики параметров и оперативного мониторинга океанских явлений.

1. Анализ функционирования аэрокосмических ИРСА при брэгговском рассеянии СВЧ сигнала на мелких волнах позволяет использовать традиционную двухмасштабную модель, где малая площадка разрешения (r_x, r_y) образует большое число независимо рассеивающих отражателей, а крупные волны и течения образуют полезный сигнал, т.е. приращения высоты площадки (Δh) или её горизонтальной скорости (V_x, V_y), осредняемые на площадках соответствующего размера ($d_x, d_y \gg r_x, r_y$).

2. Оптимизация основных параметров ИРСА, предназначенных для формирования уровненных или скоростных портретов морской поверхности, сводится к выбору размеров антенных баз (l_1, l_2) при располагаемом энергетическом потенциале (q). Расчеты показывают, что при прочих равных условиях размер поперечной базы l_1 должен быть гораздо больше размера продольной базы l_2 .

3. Оптимизация обработки сигналов ИРСА сводится к применению оптимального алгоритма, предусматривающего раздельное накопление квадратурных составляющих случайного разностно-фазового сигнала на выходе коррелятора при достижимой компенсации априорного фазового сдвига и последующее деление накопленных составляющих друг на друга с калибрующим весовым множителем. Расчеты показывают, что для уровненного ИРСА с поперечной базой необходима более глубокая компенсация, чем для скоростного ИРСА с продольной базой.

4. Аэрокосмические ИРСА, использующие брэгговское рассеяние, при соответствующей оптимизации позволяют измерять параметры крупных (энергонесущих) ветровых волн в режиме высокого разрешения. При этом учитываются такие факторы, как нестационарность взволнованной поверхности (ограниченное время синтезирования) и ограниченное число некогерентных отсчетов разностно-фазового сигнала на симметричной площадке осреднения ($d < 30\text{м}$). При осреднении на больших площадках ($d > 100\text{м}$) появляется возможность формирования скоростных и уровенных портретов мезомасштабных явлений, например геострофических океанских течений, внутренних гравитационных волн и цунамоопасных сейсмических (быстрых гравитационных) волн.

Литература

1. *Переслегин С.В.* Задача восстановления мезомасштабного поля уровня океана методами космической радиолокационной фазометрии // Исслед. Земли из космоса, 1996, № 5, С. 14-24.
2. *Синицын Ю.П., Переслегин С.В.* Потенциальная точность и оптимальный алгоритм восстановления мезомасштабного рельефа морской поверхности космическим радиолокатором бокового обзора // Исслед. Земли из космоса, 2000, № 1, С. 51-57.
3. *Достовалов М.Ю., Неронский Л.Б., Переслегин С.В.* Исследование поля скорости океанских течений по фазометрическим данным, полученным РСА космического аппарата «ERS». // Океанология, 2003, т.43, №3, с.473-480.
4. *Siegmund R., Minguan Bao, Lehner S., Mayerle R.* First demonstration of surface currents imaged by hybrid along- and cross-track interferometric SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2004, v. 42 (3), p.511-519.
5. *Schulz-Stellenfleth J., Horstmann J., Lehner S., Rosental W.* Sea Surface Imaging With an Across-Track Interferometric Synthetic Aperture Radar: The SINEWAVE Experiment // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2001, v. 39(9), p.2017-2028.
6. *Боркус М.К., Черный А.Е.* Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов / М., Советское радио, 1973, 170с.
7. *Переслегин С.В.* О пространственно-временном осреднении вариаций высот, уклонов и скоростей развитых ветровых волн при дистанционном зондировании поверхности океана // Исследование Земли из космоса, 1985, № 6, с.3-7.
8. *Иванов А.В.* Основные свойства синтезирования радиолокационных изображений морского волнения при больших временах синтеза и их интерпретация // Изв. вузов, Радиофизика, 1983, т.26, с.540-550.