

УДК 621.396.933.21.001

Использование интерферометрической радиолокационной станции анализа рельефа посадочной поверхности для безопасности посадки вертолета

Сейн Хту, А.И. Баскаков

Аннотация

Обоснован выбор геометрии облучения посадочной площадки для разработки бортового интерферометрической РЛС, работающей на частоте 35 ГГц (= 8,6 мм), предназначенной для контроля состояния места посадочной площадки перед посадкой в запыленной среде в дневных и ночных условиях, а также в сложных метеоусловиях. Сделаны оценки потенциальной точности измерения рельефа посадочной площадки.

Ключевые слова: рельеф; элемент разрешения; разность фаз; ордината; погрешность оценки разности фазы; коэффициент корреляции; флуктуационная ошибка измерения ординат элемента разрешения; функция «база-декорреляция», антенная база; угол наклона базы.

Введение

Посадка вертолета на не подготовленную посадочную площадку (ПП) в сложных метеоусловиях при плохой визуальной видимости может привести к аварии. Для решения этой проблемы предлагается применять интерферометрический радиолокатор с широкополосным зондирующим сигналом, установленный на борту вертолета, преимуществом которого является возможность получения высококачественного изображения ПП с определением характера рельефа (например, овраги, уклоны, холмы) и наблюдения ПП независимо от метеоусловий и от наличия пылевого облака, образующегося из-за винта вертолета.

Целью данной работы является выбор геометрии облучения ПП для разработки бортовой интерферометрической РЛС, работающей на частоте 35 ГГц и предназначенной для получения перед посадкой необходимой информации о состоянии рельефа на ПП.

1. Постановка задачи

Для обеспечения безопасности вертолета при заходе на посадку со скоростью ≤ 15 м/с производится радиолокационная съемка поверхности ПП с высоты $H = 50 \dots 100$ м. Размер ПП обычно составляет два диаметра вертолетного винта порядка 100×100 м, перед посадкой вертолет согласно летному регламенту должен совершить маневр, траектория которого соответствует облету выбранной ПП и приведена на рис.1 [1]. $\Delta S = \Delta x \times \Delta y$ - площадь элементарной площадки разрешения.

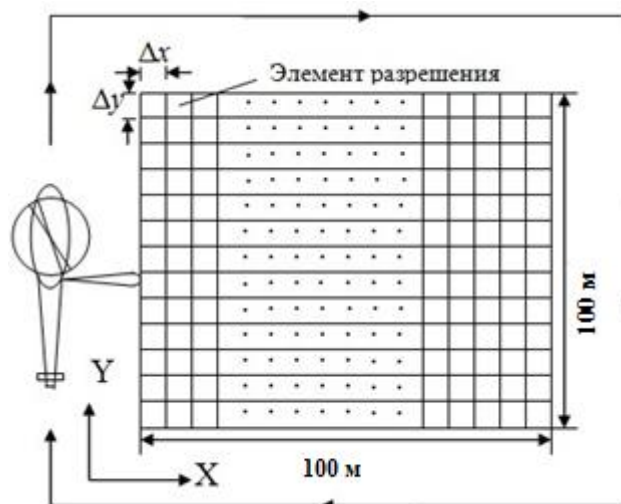


Рис. 1. Траектория полета вертолета при обзоре места посадки

На рис. 2 показана геометрия визирования ПП интерферометрической бортовой РЛС. Применяются две линейные волноводно-щелевые антенны $A1$ и $A2$, образующие базу B . Антенна $A1$ работает на передачу и прием, а антенна $A2$ – только на прием.

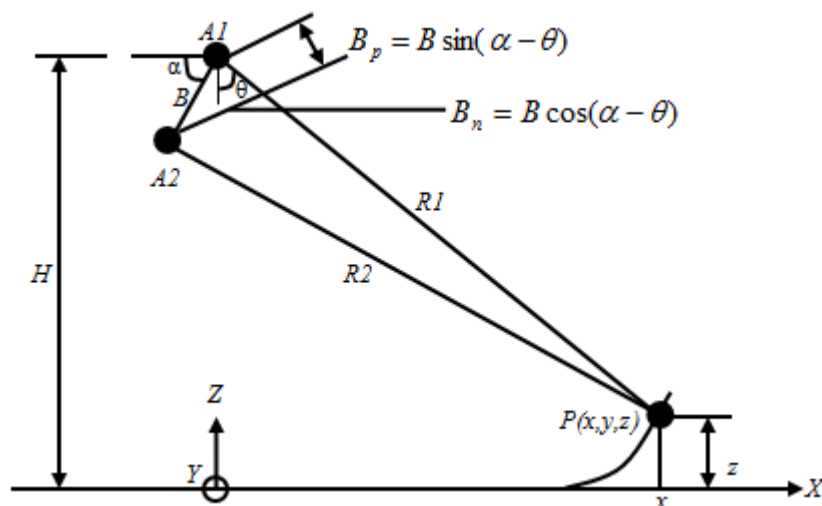


Рис. 2. Геометрия визирования интерферометрической системы

Радиолокационные эхо-сигналы, излучаемые первой антенной и полученные в двух приемниках, после соответствующей обработки формируют интерферограмму, содержащую трехмерное изображение поверхности. Разность фаз сигналов Φ на входах приемников, несущая информацию об ординате z , пропорциональна разности хода лучей Δ с коэффициентом пропорциональности $k = 2\pi/\lambda$ [6]

$$z = H - R1 \cos \theta, \quad (1)$$

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} (R1 - R2) = k\Delta. \quad (2)$$

Соотношение между углом наклона базы α , углом облучения θ и разностью хода лучей Δ получается из геометрии облучения и выражений (1) и (2):

$$z = H - R1 \left\{ \cos \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{R1^2 + B^2 - (R1 - \Phi/k)^2}{2BR1} \right]^2} + \sin \alpha \left[\frac{R1^2 + B^2 - (R1 - \Phi/k)^2}{2BR1} \right]^2 \right\}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что определение ординаты z является функцией следующих параметров: высота носителя H , наклонная дальность $R1$, наклон базы относительно горизонта α , база B и разность фаз Φ . Общая погрешность измерения ординаты z вызваны следующими причинами: дисперсией оценки высоты элемента разрешения из-за погрешности оценки разности фаз $\sigma_{z\Phi}^2$; погрешностью юстировки угла наклона базы $\sigma_{z\alpha}^2$; погрешностью измерения высоты полета вертолета σ_{zH}^2 ; погрешностью измерения расстояния до элемента разрешения σ_{zR1}^2 ; погрешностью неточного знания размера базы σ_{zB}^2 .

2. Точностные характеристики ИРЛС

Важно отметить, при определении высоты элемента разрешения, систематические составляющие указанных погрешностей могут быть скомпенсированы. Если этого не делать, то рельеф интересующей нас поверхности оценивается относительной величиной. Полученные результаты позволяют провести анализ факторов, влияющих на качественные характеристики радионаблюдения.

На точность измерения ординаты z наиболее существенное влияние оказывается погрешность измерения разности фаз сигналов интерферометра. Флуктуационная ошибка измерения ординат элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ определяется соотношением [6]

$$\sigma_{z\Phi} = \frac{\lambda H \operatorname{tg} \theta}{2\pi B \cos(\alpha - \theta)} \sigma_{\Phi}, \quad (4)$$

где σ_{Φ} - погрешность оценки разности фазы.

В определении высоты полета вертолета среднеквадратичную ошибку можно уменьшать до нескольких сантиметров с помощью радиовысотомера, установленного на борту вертолета. Антенны интерферометра неподвижно закреплены на хвостовой балке вертолета. Остальные составляющие общей ошибки измерения ординаты z зависят от методики проведения эксперимента.

Интерферограмма бортовой интерферометрической РЛС (ИРЛС) формируется умножением одного изображения РЛС на комплексно сопряженное второе изображение того же сюжета, по полученным другим. Модель бортовой ИРЛС, использующей два комплексных изображения показана на рис. 3, где $\exp(\cdot)$ представляет сдвиг фазы, который появляется из-за распространения радиоволн, $q_{1,2}$ - импульсная характеристика, n - тепловой шум, $g_{1,2}$ - комплексный выходной сигнал радиолокационной системы, B_p - задержка для компенсации запаздывания сигнала на базе (см. рис. 3).

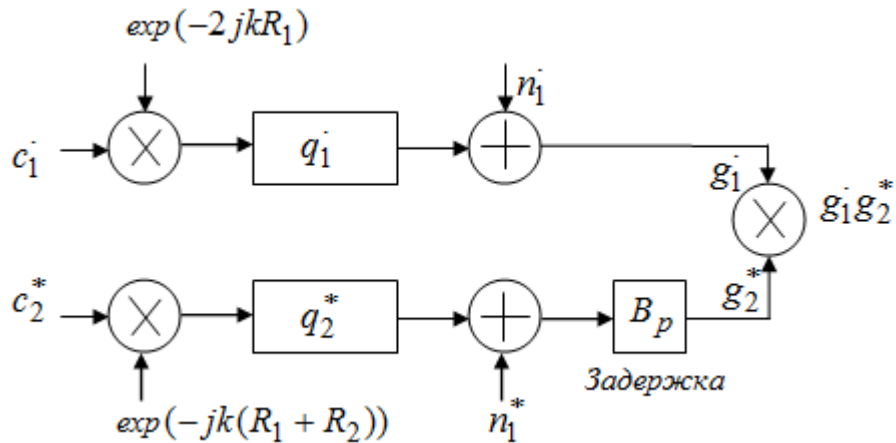


Рис. 3. Функциональная схема ИРЛС

Для анализа применяем метод максимального правдоподобия [7]:

$$\hat{\Phi} = \arctan \left[\operatorname{Im} \left(\sum_{n=1}^N g_{1n} g_{2n}^* \right) / \operatorname{Re} \left(\sum_{n=1}^N g_{1n} g_{2n}^* \right) \right], \quad (5)$$

где N - кратность некогерентного накопления.

Погрешность оценки разности фазы σ_{Φ} , которая возникает при обработке эхо-сигналов можно записать в виде [8]

$$\sigma_{\Phi} = \sqrt{\left(\hat{\Phi} - \langle \hat{\Phi} \rangle\right)^2} = \left(\frac{1}{\sqrt{2N}}\right) \frac{\sqrt{1-\gamma_q^2}}{\gamma_q}, \quad (6)$$

где γ_q - корреляционная связь эхо-сигналов, приходящих на две антенны.

Корреляционная связь эхо-сигналов γ_q определяется соотношением

$$\gamma_q = \frac{\left| E \left(\begin{matrix} \cdot \\ g_1 g_2^* \end{matrix} \right) \right|}{\sqrt{E \left(\begin{matrix} \cdot \\ |g_1|^2 \end{matrix} \right) E \left(\begin{matrix} \cdot \\ |g_2|^2 \end{matrix} \right)}}, \quad (7)$$

где $E(\cdot)$ – математическое ожидание, $\dot{g}_1 = g_{1s} + n_1$, $\dot{g}_2 = g_{2s} + n_2$.

Следовательно, на выходах двух приемников получают когерентные сигналы \dot{g}_1 и \dot{g}_2 .

$$\dot{g}_1(x_1, y_1, z_1) = A \int_V \dot{c}(x, y, z) \exp(-2jkR_1) \times q(x-x_0, R-R_{10}) d(x-x_0) d(y-y_0) d(z-z_0) + n_1; \quad (8)$$

$$\dot{g}_2(x_2, y_2, z_2) = A \int_V \dot{c}(x', y', z') \exp(-2jk(R'_1 + R'_2)) \times q(x'-x_0, R'_2 - R'_{20}) d(x'-x_0) d(y'-y_0) d(z'-z_0) + n_2. \quad (9)$$

где A – коэффициент, зависящий от параметров и режима облучения, $\dot{c}(x, y, z)$ - функция рассеяния поверхности, x_0, y_0, z_0 - координаты центра элемента разрешения, $q(\cdot)$ – импульсная характеристика поверхности, n_1 и n_2 - шумовые составляющие, V – элементарный разрешающий объем.

$$E \left\{ \dot{c}(x, y, z) \dot{c}^*(x', y', z') \right\} = \sigma_0(x, y, z, \theta) \delta(x-x') \delta(y-y') \delta(z-z'). \quad (10)$$

Если когерентные эхо-сигналы обладают гауссовской статистикой, то можно получить полное статистическое описание для совместной пространственной корреляционной функции эхо-сигналов, полученных на двух антеннах, вычисляя функцию взаимной корреляции сигналов \dot{g}_1 и \dot{g}_2 .

На основании выбранной феноменологической модели отражения получается соотношение для совместной пространственной функции корреляции эхо-сигналов, приходящих на две антенны.

$$E\left\{g_1 g_2^*\right\} = A^2 \exp(-j\Phi) \int_V \sigma_0(\xi, \varepsilon, \chi, \theta) \exp\left[-jk \frac{B_n}{R} \zeta\right] \left\{\frac{\sin(W_1 \xi)}{W_1 \xi}\right\}^2 \left\{\frac{\sin(W_2 \eta)}{W_2 \eta}\right\}^2 dV, \quad (11)$$

где

$$dV = d(x-x_0)d(y-y_0)d(z-z_0) = d\xi d\varepsilon d\chi,$$

$$\xi = (x-x_0), \quad \varepsilon = (y-y_0), \quad \chi = (z-z_0), \quad \eta = (R-R_0),$$

$\zeta = (y-y_0)\cos\theta + (z-z_0)\sin\theta$, $q_\xi(\xi)$, $q_\eta(\eta)$ - импульсные характеристики по азимуту и

наклонной дальности, $W_1 = \frac{\pi}{R_x}$, $W_2 = \frac{\pi}{R_R}$, R_x и R_R - разрешающая способность по азимуту

и наклонной дальности,

$$q(\xi, \eta) = q_\xi(\xi)q_\eta(\eta) = \sin\left(\frac{\pi\xi}{R_x}\right)\sin\left(\frac{\pi\eta}{R_R}\right) / \left(\frac{\pi\xi}{R_x}\right)\left(\frac{\pi\eta}{R_R}\right). \quad (12)$$

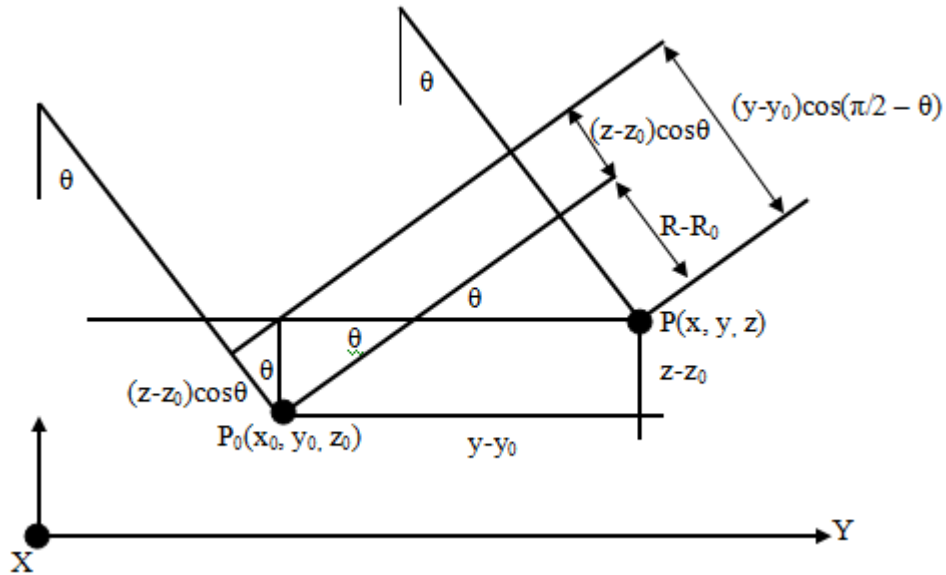


Рис. 4. Пояснение к замене переменных в интеграле (13)

Предполагаем, что в пределах элемента разрешения вблизи начала координат (x_0, y_0, z_0) поверхность земли приблизительно однородна, и ее рассеивающая способность зависит только от ординаты мелкой шероховатости рельефа и угла облучения. Таким образом, усредняя по ансамблю шероховатости в пределах элемента разрешения, получается соотношение для корреляционной функции

$$E \left\{ \begin{matrix} \cdot \\ g_1 g_2^* \end{matrix} \right\} = A^2 \exp(-j\Phi) \sigma_0(\theta) \int \left\{ \frac{\sin(W_1 \xi)}{W_1 \xi} \right\}^2 d\xi \left\{ \frac{\sin(W_2 \eta)}{W_2 \eta} \right\}^2 \exp \left[-jk \frac{B_n}{R} \zeta \right] f_0(\chi) d\epsilon d\chi, \quad (13)$$

где $f_0(\chi)$ - функция плотности вероятностей ординат рассеивающих мелких неровностей поверхности в элементе разрешения.

Используя преобразование Фурье в (13) получаем

$$E \left\{ \begin{matrix} \cdot \\ g_1 g_2^* \end{matrix} \right\} = A^2 \exp(-j\Phi) \frac{\sigma_0(\theta)}{\sin \theta} R_\xi R_\eta M_\chi(\Omega_\chi) f(\Omega_\eta), \quad (14)$$

где $\Omega_\eta = k \frac{B_n}{R \operatorname{tg} \theta}$, [1/м] - геометрическая пространственная частота по η (см. рис. 2),

$\Omega_\chi = k \frac{B_n}{R \sin \theta}$, [1/м] - геометрическая пространственная частота по χ [9], $M_\chi(\Omega_\chi)$ - характеристическая функция мелких поверхностных неровностей в пределах элемента разрешения, определяющая степень декорреляции сигналов за счет мелкой шероховатости поверхности.

$$M_\chi(\Omega_\chi) = \int f_0(\chi) \exp(-j\Omega_\chi \chi) d\chi.$$

При использовании импульсного сигнала функция $M_\chi(\Omega_\chi)$ определяется [6]

$$M_\chi(\Omega_\chi) = \exp \left[-2\pi^2 \left(\frac{\sigma_\chi B_n}{\lambda H \operatorname{tg} \theta} \right)^2 \right]; \quad (15)$$

где σ_χ - среднеквадратичная ордината мелкой шероховатости на крупном рельефе ПП [5].

$$R_\xi = \int |q_\xi(\xi)|^2 \exp(-j\Omega_\xi \xi) d\xi |_{\Omega_\xi = 0};$$

$$R_\eta = \int |q_\eta(\eta)|^2 \exp(-j\Omega_\eta \eta) d\eta |_{\Omega_\eta = 0}.$$

$$f(\Omega_\eta) = M_\eta(\Omega_\eta) / R_\eta, \quad (16)$$

где $f(\Omega_\eta)$ - функция «база-декорреляция», характеризующая декорреляцию сигналов за счет изменения положения и размеров элемента разрешения на поверхности и из-за разноса антенн.

$$M_\eta(\Omega_\eta) = \int |q_\eta(\eta)|^2 \exp\{-j\Omega_\eta \eta\} d\eta, \quad (17)$$

где $q_\eta(\eta) = \left\{ \frac{\sin(W_2\eta)}{W_2\eta} \right\}^2$, $R_\eta = \max[M_\eta(\Omega_\eta)]$, $R_R = \frac{c}{2\Delta f}$ - разрешающая способность по наклонной дальности, Δf - полоса частот приемного тракта. Для вычисления интеграла по формуле (17) используем аппроксимацию

$$\left\{ \frac{\sin(W\eta)}{W\eta} \right\}^2 \approx \exp\left\{ -(k1 \cdot W)^2 \cdot \eta^2 \right\}.$$

Тогда

$$M_\eta(\Omega_\eta) \approx \frac{\sqrt{\pi}}{k1 \cdot W} \exp\left\{ \frac{-\Omega_\eta^2}{4(k1 \cdot W)^2} \right\}, \quad (18)$$

где $k1$ - константа аппроксимации.

Из (14) следует, что важными составляющими функции корреляции являются $f(\Omega_\eta)$ и $M_\chi(\Omega_\chi)$. Если предполагается, что шумовые составляющие n_1 и n_2 некоррелированными, то получается

$$\begin{aligned} E\left\{ \left| \dot{g}_1 \right|^2 \right\} &= E\left\{ \left| \dot{g}_1 \dot{g}_1^* \right| \right\} = E\left\{ \left| \dot{g}_{1s} \right|^2 \right\} + E\{n_1^2\} = C_1 + N_1; \\ E\left\{ \left| \dot{g}_1 \right|^2 \right\} &= C_2 + N_2, \end{aligned} \quad (19)$$

где $C_1 = C_2 = C$ - мощность сигнала, $N_1 = N_2 = \text{Ш}$ - мощность шума. Мощность сигнала определяется соотношением

$$C = E\left\{ \left| \dot{g}_{1s} \right|^2 \right\} = A^2 \sigma_0(\theta) R_\xi R_\eta / \sin \theta.$$

Тогда корреляционная связь эхо-сигналов γ_q выглядит следующим образом

$$\gamma_q = \frac{\left| A^2 \exp(-j\Phi) \sigma_0(1/\sin \theta) R_\xi R_\eta f(\Omega_\eta) M_\chi(\Omega_\chi) \right|}{\sqrt{(C_1 + N_1)(C_2 + N_2)}} = \frac{C/\text{Ш}}{C/\text{Ш} + 1} \cdot \gamma, \quad (20)$$

где $C/\text{Ш}$ - отношение сигнал/шум, см. формулу (21), $\gamma = f(\Omega_\eta) M_\chi(\Omega_\chi)$ - коэффициент корреляции эхо-сигналов.

В первую очередь выбираем оптимальную антенную базу при заданных параметрах: соотношение длины линейной антенны l_a (0,8 м) и длины радиоволн излучения $\lambda = 8,6$ мм

позволяет формировать узкий луч в азимутальной плоскости $\Delta\alpha = 0,63^\circ$. (Однако, при выбранной высоте полета вертолета и размерах ПП работа радиолокатора происходит в ближней зоне антенны, поэтому вдоль координаты Y размер элемента разрешения $\Delta y \approx 0,8$ м, см. рис. 1); рельеф поверхности ПП определяется ординатой z ; расстояние отражающего элемента на поверхности до антенны $A1 - R1$ и до антенны $A2 - R2$ соответственно; наклон базы относительно горизонта определяется удобством крепления антенн на хвостовой балке вертолета $\alpha = 0$. Для расчета возьмем конкретные параметры, наиболее характерные для данной задачи: простые зондирующие радиоимпульсы с длительностью 2 нс и с частотой повторения $f_n \leq 10$ кГц; полоса частот приёмного тракта $\Delta f = 500$ МГц согласована со спектром зондирующего сигнала; мощность передатчика $P_{прд} = 1$ Вт; фактор шума 2 дБ, коэффициент усиления антенны $G = 28$ дБ. Чтобы получить радиолокационный кадр с размером вдоль оси X - 100 м при выбранной высоте полета $H = 70$ м, необходим диапазон углов визирования от вертикали $\theta = 17^\circ \dots 60^\circ$. При относительно небольшой скорости вертолета, совершающего посадочный маневр при периоде повторения зондирующих импульсов $T_n \geq 100$ мкс возьмем кратность некогерентного накопления с каждого элемента разрешения Δy равной $N = 150$.

Отношение сигнал/шум определяется основным уравнением радиолокации

$$C / Ш = \frac{P_{прд} G^2 \sigma_{\Delta S} \sqrt{N}}{(4\pi)^2 R^4 \mu_{\partial} N_0 \Delta f}, \quad (21)$$

где R - дальность действия, N_0 - спектральная плотность шума на входе приемника, $\sigma_{\Delta S} = \sigma^0 \cdot \Delta S$ - ЭПР поверхности элемента разрешения посадочной площадки, σ^0 - удельная ЭПР поверхности при вертикальной поляризации [дБ] [5], μ_{∂} - потери радиоволн в осадках [4].

На рис. 5, используя (21), приведен график зависимости отношения $C / Ш$ от угла облучения θ .

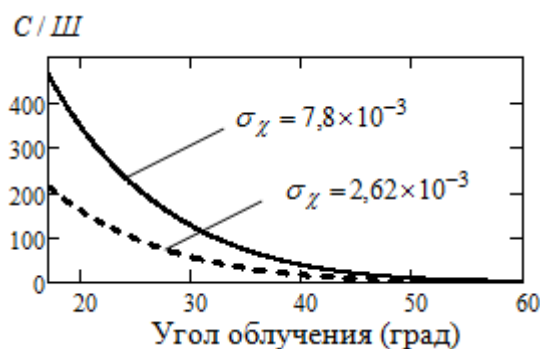


Рис. 5. Зависимость отношения сигнал/шум от угла облучения при различных σ_χ
 ($\mu_\delta=2,25$ дБ - потери радиоволн в дожде с интенсивностью 50 мм/ч)

На рис. 6 приведены графики зависимости характеристической функции $M_\chi(\Omega_\chi)$ от размера антенной базы B при различных углах визирования для двух значений σ_χ , откуда следует ее разная зависимость от наличия мелкошероховатых поверхностей на крупном рельефе, для расчета использована формула (15).

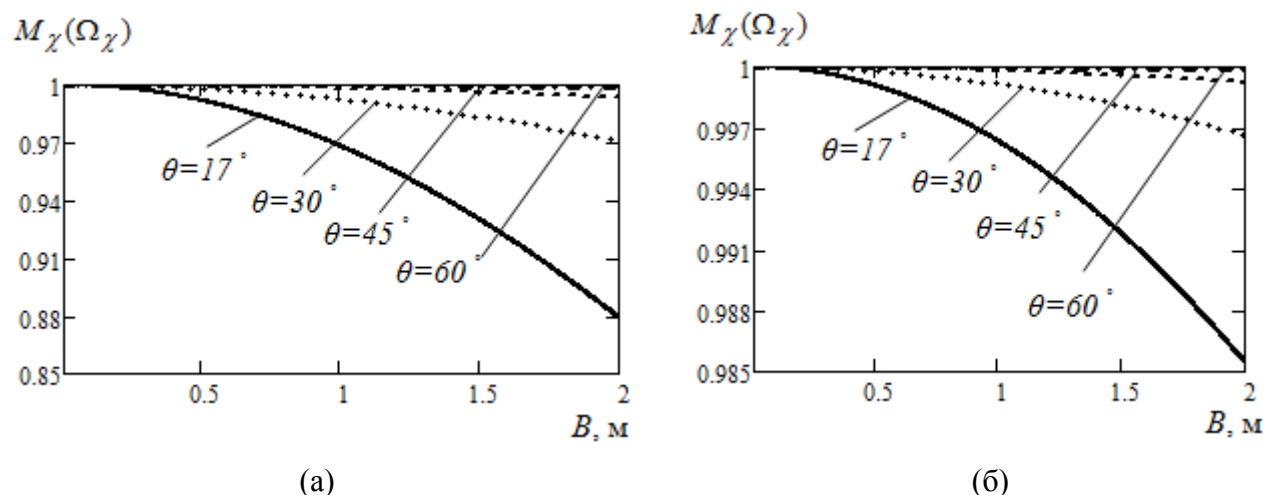


Рис. 6. Зависимость характеристической функции $M_\chi(\Omega_\chi)$ от размера антенной базы B при различных углах визирования и различных σ_χ (а) $\sigma_\chi = 7,8 \times 10^{-3}$ м, (б) $\sigma_\chi = 2,62 \times 10^{-3}$ м

Используя формулу (16), на рис. 7 приведена зависимость функции «база-декорреляция» $f(\Omega_\eta)$ от размера антенной базы B при различных углах визирования θ .

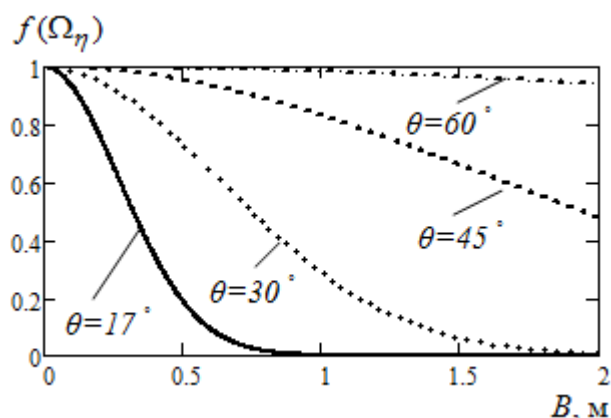


Рис. 7. Зависимость функции «база-декорреляция» $f(\Omega_\eta)$ от размера антенной базы B при различных углах визирования θ

На рис. 8 показана зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных углах визирования и различных σ_χ .

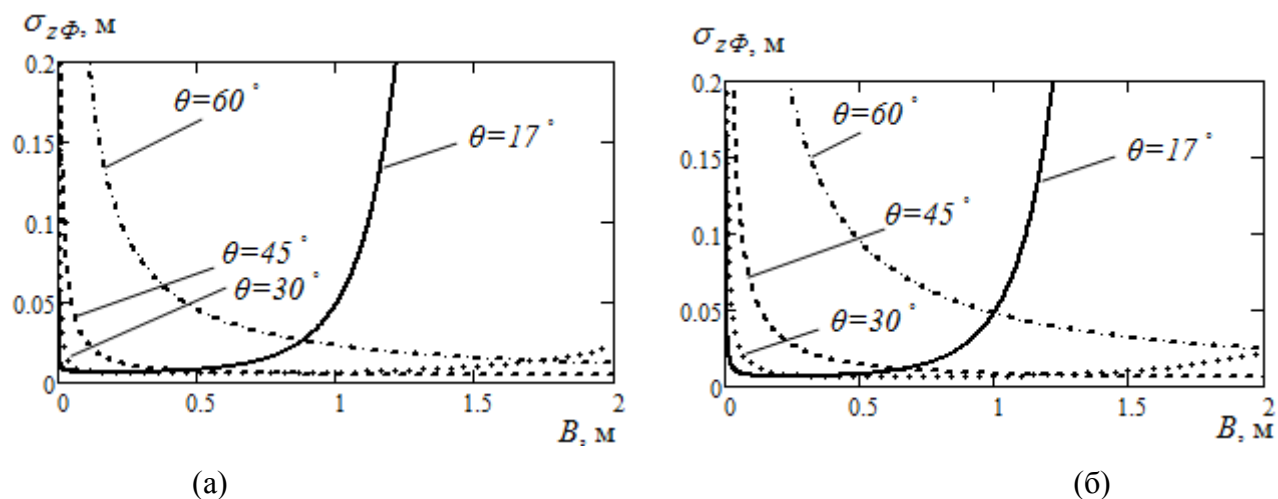


Рис. 8. Зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных углах визирования и различных σ_χ (а) $\sigma_\chi = 7,8 \times 10^{-3} \text{ м}$, (б) $\sigma_\chi = 2,62 \times 10^{-3} \text{ м}$

Из рис. 8 видно, что для улучшения точностных характеристик ИРЛС желательно выбирать оптимальную антенную базу в диапазоне от 80 м до 1 м, при которой погрешность $\sigma_{z\Phi}$ минимальна.

3. Выбор геометрии облучения ПП

Выбор оптимальной антенной базы с точки зрения минимальных значений σ_Φ позволяет исследовать другие геометрические параметры, связанные с погрешностью $\sigma_{z\Phi}$, см. формулу (4).

На рис. 9 показана зависимость $\sigma_{z\Phi}/\sigma_\Phi$ от относительного размера базы при различной высоте полета вертолета H .

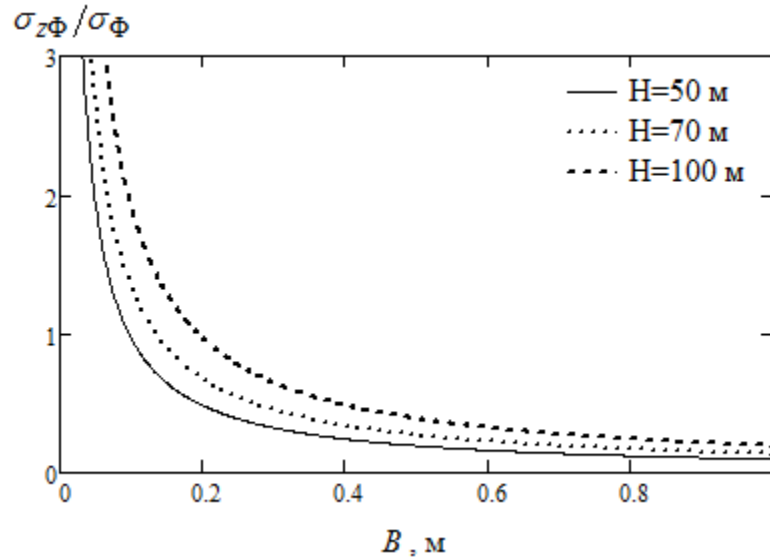


Рис. 9. Зависимость $\sigma_{z\Phi}/\sigma_{\Phi}$ от относительного размера базы при различной высоте полета вертолета H , $\theta = 45^\circ$

На рис. 10 показана зависимость $\sigma_{z\Phi}/\sigma_{\Phi}$ от относительного размера базы при различных углах визирования θ .

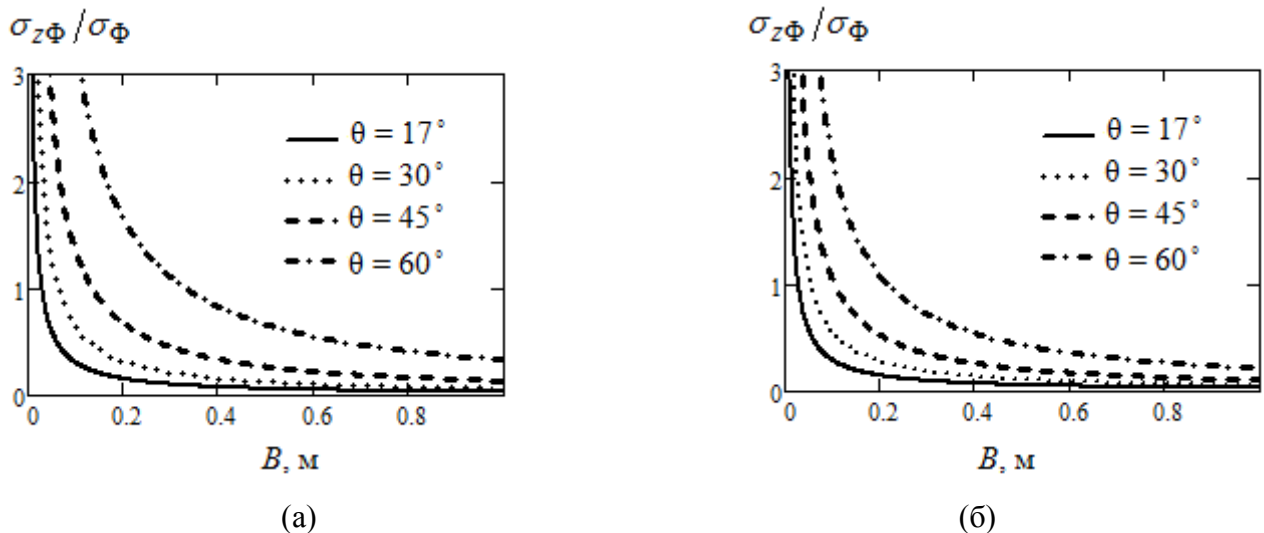


Рис. 10. Зависимость от относительного размера базы при различных углах визирования θ ; $H = 70$ м, (а) $\alpha = 0^\circ$ (б) $\alpha = 20^\circ$

Остальные составляющие, входящие в общую погрешность измерения рельефа (см. (3)), зависят от методики проведения эксперимента. Например, погрешность измерения ординаты элемента разрешения из-за неточности знания размера базы B между антеннами

$$\frac{dz}{dH} = \frac{dz}{d\theta} \frac{d\theta}{dB} = R_1 \sin \theta \left[\frac{\operatorname{tg}(\alpha - \theta)}{B} - \frac{1}{R_1 \cos(\alpha - \theta)} \right],$$

то есть

$$\sigma_{zB} = R_1 \sin \theta \left[\frac{\operatorname{tg}(\alpha - \theta)}{B} - \frac{1}{R_1 \cos(\alpha - \theta)} \right] \sigma_B. \quad (22)$$

На рис. 11 показана зависимость σ_{zB}/σ_B от длины B для различных углов наклона базы α при фиксированном угле визирования θ .

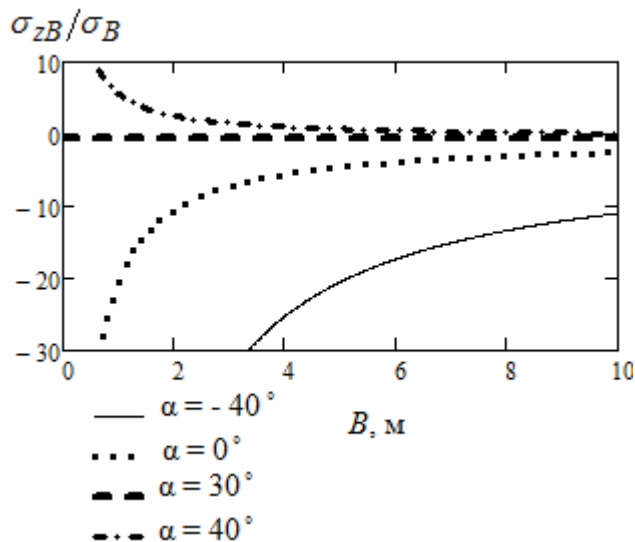


Рис. 11. Зависимость σ_{zB}/σ_B от длины базы при различных углах наклона, $H=70$ м,
 $\theta = 30^\circ$

Из рис. 11 видно, что требуемый угол наклона базы α , при котором σ_{zB} минимальна, соответствует $\alpha = \theta$.

На рис. 12 приведены графики зависимости флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от угла визирования при различных размерах антенной базы B и различных σ_χ .

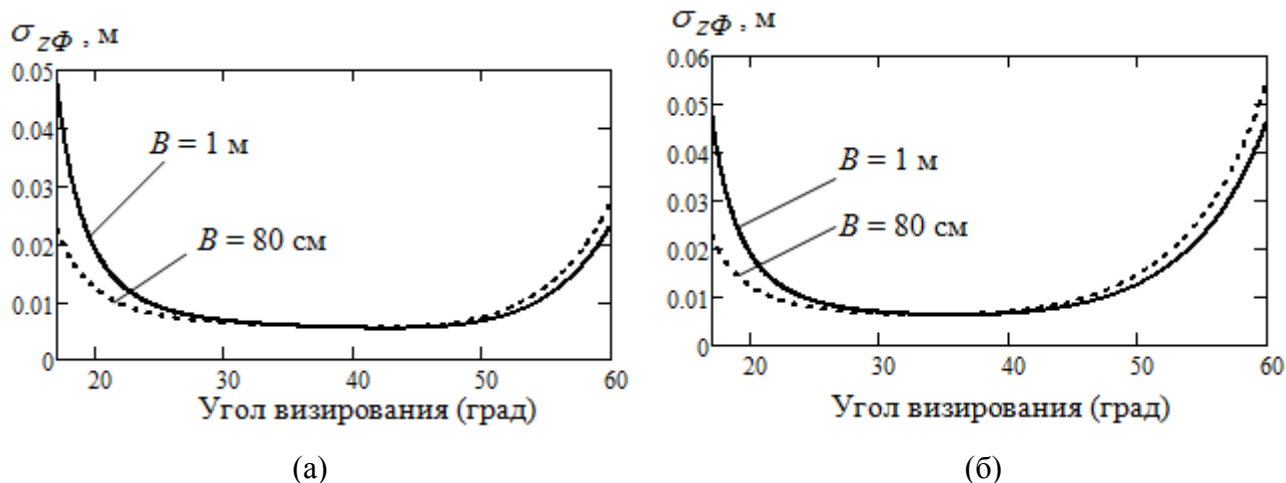


Рис. 12. Зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от угла визирования при различных размерах антенной базы B и различных σ_χ (а) $\sigma_\chi = 7,8 \times 10^{-3}$ м, (б) $\sigma_\chi = 2,62 \times 10^{-3}$ м ($H=70$ м, $\alpha=0$)

4. Выводы

В результате проделанной работы можно сделать следующие выводы:

1. При малой антенной базе чувствительность системы к рельефу слабая, а при большой возникает раскорреляция сигналов, приходящих на две антенны, и уменьшается коэффициент корреляции. Это приводит к ухудшению точности измерения ординаты элемента разрешения. Следовательно, имеет место оптимальный размер антенной базы B . При данной геометрии облучения он сильно зависит от характеристик мелкой шероховатости на поверхности более крупного рельефа ПП, что также приводит к заметной раскорреляции отраженных сигналов, принятых антеннами $A1$ и $A2$.
2. Для улучшения точностных характеристик бортовой интерферометрической РЛС при выбранном диапазоне углов визирования предлагается выбрать оптимальную антенную базу порядка 80 см, при которой погрешность оценки ординат рельефа ПП минимальна.
3. При выборе геометрии облучения посадочной площадки необходимо учитывать высоту полета вертолета, отношение размера базы к длине волны, угол облучения. Все эти факторы влияют на точность измерения ординаты z .
4. Показана необходимость выбора оптимального угла наклона базы α для бортовой интерферометрической РЛС. Получено, что оптимальным углом наклона базы является $\alpha = \theta$, а влияние наклона базы в диапазоне углов $\alpha_1 = \theta + \Delta\alpha$ и $\alpha_2 = \theta - \Delta\alpha$ одинаково, поскольку соблюдается симметрия относительно ориентации базы $\alpha = \theta$. Однако в данном случае для вертолета оптимальный наклон базы трудно обеспечить. Две линейные волноводно-щелевые антенны $A1$ и $A2$, образующие базу B , конструктивно размещаются на хвостовой балке вертолета при $\alpha = 0$.

Библиографический список

1. Захарова Л.Н. Методы радиолокационной интерферометрии в исследовании характеристики земных покровов // Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук, Фрязино – 2011. С. 22.
2. Переслегин С.В. Задача восстановления мезомасштабного поля уровня океана методами космической радиолокационной фазометрии // Исследование Земли из космоса. 1996, №5, С. 14-25.
3. Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е.А. Результаты экспериментального исследования возможности прецизионного измерения рельефа поверхности Земли

интерферометрическим методом по данным космического РСА // Исследование Земли из космоса. 1996, №1, С. 74-90.

4. Сейн Хту, Баскаков А.И. Исследование ослабления радиоволн в гидрометеорах и в пылевом облаке для бортовой радиолокационной системы безопасной посадки вертолета. Радиотехнические тетради. 2011, № 44, С. 45-48.
5. Сейн Хту, Баскаков А.И. Особенности отражения и расчет энергетических характеристик для проектирования бортовой РЛС безопасной посадки вертолета // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, № 2(2), С. 49-55.
6. Ка Мин Хо, Сажнева А. Э., Баскаков А.И. Влияние параметров системы на выбор угла визирования для интерферометрического РСА с «жесткой» базой // Исследование Земли из космоса. 2001, №1, С. 40-45.
7. Rodrigues E and Martin J M. Theory and design of interferometric synthesis aperture radars. *Proc. IEEE*. 1992, F 139 (2), pp. 147-159.
8. Fuk K Li and Goldstein R M. Studies of multibaseline spaceborne interferometric synthesis aperture radars. *IEEE trans. Geosci. Rem. Sens.* 1990, 28 (1), pp. 88-97.
9. Baskakov A. I., Ka Min Ho. Analysis of the effect of phase noise on the accuracy characteristics of interefrometric fixed-baseline SARs // *Earth. Obs. Rem. Sens.* 2000, Vol. 16, pp. 247-256.

Сведение об авторах

Сейн Хту, аспирант Московского энергетического института(национального исследовательского университета).

Ул. 1-я Синичкина, 3, Корп. 1, Москва, 111020;
тел.:7-926-785-93-62; e-mail: shwekyunthar@gmail.com

Баскаков Александр Ильич, профессор, заведующий кафедрой Московского энергетического института,(национального исследовательского университета), д.т.н., профессор.

МЭИ, ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250;
тел: 7-916-485-67-24; e-mail: shwekyunthar@gmail.com