

УДК 612.396.96.001

Оптимальный выбор рабочих частот космического многочастотного радиоинтерферометра для исследования океана

Хейн Тхура Аунг, А.И. Баскаков

Аннотация

Выбраны оптимальные рабочие частоты, соответствующих диапазону измеряемых ординат морских волн. Сформирован предложенный зондирующий сигнал с угловой модуляцией при соответствующем выборе индекса модуляции, позволяющим получить наиболее равномерный спектр из одиннадцати гармоник и варьировать разнос частот в широком диапазоне. Получены потенциальные точностные характеристики оценки степени взволнованности морской поверхности с борта космического аппарата по взаимной многочастотной корреляционной функции отраженных сигналов. Показано, что реализовать высокую точность измерений ординат морских волн во всем возможном диапазоне балльности морской поверхности можно при синтезировании апертуры антенны и использовании антенной решетки.

Ключевые слова: многочастотный радиоинтерферометр; поверхность акваторий; взаимно-корреляционная функция; среднеквадратичные ордината морских волн; потенциальная точность.

Введение

Космические средства позволяют регулярно получать океанологическую информацию с огромных территорий и в настоящее время стали важнейшими источниками информации об океане наряду с судовыми и другими контактными исследованиями. Информация о состоянии морской поверхности (МП) - степени взволнованности необходима для повышения достоверности прогноза погоды на континентах и морях, для океанологических научных исследований, для обеспечения морской навигации, для строительства и эксплуатации различных гидротехнических сооружений (например, буровых вышек и портов), для экологического мониторинга и т.д.

Возможность оценки ординат морских волн по двухчастотной корреляционной функции (ДЧКФ) отраженного сигнала хорошо известна [1], [2], [3], [4], однако, до сих пор

этот метод применялся только для относительно небольшой высоты полета, когда носителем радиолокатора являлся вертолет или самолет. С ростом высоты облучения поверхности значительно возрастает значение декоррелирующего множителя коэффициента корреляции, связанное с увеличением размеров облучаемой на МП области, и чувствительность ДЧКФ к высоте морских волн резко падает. В связи с этим использование известного способа оценки ординат морских волн по ДЧКФ с борта космического аппарата (КА) становится невозможным. В работах [5] показано, что введение режима синтеза апертуры антенны двухчастотного радиоинтерферометра позволяет:

а) существенно повысить чувствительность двухчастотного коэффициента корреляции к степени взволнованности МП, что особенно важно при зондировании с борта КА;

б) заметно уменьшить влияние декоррелирующего множителя на величину двухчастотного коэффициента корреляции до двух и более раз, причем тем больше, чем больше выбран разнос частот для повышения относительной чувствительности двухчастотного коэффициента корреляции к ординатам морских волн.

Требование иметь малую ширину ДНА тем не менее сохраняется, т.е. сужая луч при одном и том же разносе частот (т.е. увеличивая размер антенны или укорачивая длину волны) можно значительно увеличить абсолютную величину коэффициента корреляции. Это объясняется тем, что синтез апертуры позволяет сузить диаграмму антенны только по одной координате вдоль линии пути. В поперечном направлении размер облучаемой на МП области остается неизменным. В работе [6] показано, что кардинальный путь исключения влияния декоррелирующего множителя на двухчастотный коэффициент корреляции - создание интерферометрической приемной антенны в плоскости перпендикулярной направлению полета. Однако, остается вопрос о предельных точностных характеристиках оценки ординат морских волн (σ_h) по ДЧКФ эхо-сигналов космического СВЧ радиоинтерферометра.

Оптимальный выбор рабочих частот, соответствующих диапазону измеряемых ординат морских волн

Из литературы известны результаты расчета взаимной корреляции отраженных от МП сигналов СВЧ диапазона, разнесенных по частоте. При этом можно определить среднеквадратичную ординату возвышений морских волн по взаимной корреляционной функции (в океанографии закон распределения ординат морских волн принят гауссовым). Выражение для квадрата модуля нормированной взаимной корреляционной функции [1]:

$$|\rho(\Delta f)|^2 = \frac{\exp\left\{-4\left(\frac{2\pi\sigma_h\Delta f}{c}\right)^2\right\}}{\sqrt{1+\left(\frac{\theta_3^2 H 2\pi\Delta f}{c}\right)^2}}, \quad (1)$$

где $\theta_3^2 = \frac{a_{ш}^2 \theta_A^2}{5,5a_{ш}^2 + \theta_A^2}$ – ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) $\theta_A, a_{ш}^2$ –

коэффициент шероховатости МП, влияющий на ширину диаграммы обратного рассеяния МП (ДОР), σ_h – среднеквадратичные ординаты морских волн (в океанографии высоты морских волн оценивают величиной трехпроцентной обеспеченности $H_{3\%} = 5,2\sigma_h$), Δf – разнос излучаемых частот, выбираемый в зондирующем сигнале исходя из максимальной чувствительности коэффициента корреляции к высоте волн морского волнения. Связь количественных и качественных характеристик состояния моря со скоростью поверхностного ветра дана в табл. 1. [6].

Таблица 1

Связь количественных и качественных характеристик морской поверхности

Балл волнения моря	Скорость ветра V_B , м/с	Среднеквадратичная ордината морских волн σ_h , м	Высота морских волн трехпроцентной обеспеченности $H_{3\%}$, м	Коэффициент шероховатости $(a_{ш})^2$, рад ²	Характеристика состояния моря
0	0...1,0	0...0,006	0...0,030	0,0056	штиль
1	1,1...2,5	0,0061...0,035	0,031...0,182	0,011	спокойное
2	2,6...5,3	0,036...0,159	0,183...0,830	0,022	легкое волнение
3	5,4...7,4	0,160...0,310	0,831...1,610	0,035	умеренное волнение
4	7,5...9,6	0,315...0,540	1,620...2,810	0,044	бурное
5	9,7...12,4	0,550...0,860	2,820...4,470	0,060	очень бурное
6	12,5...15,2	0,870...1,290	4,480...6,700	0,074	высокое волнение
7	15,3...21,5	1,300...2,590	6,710...13,45	0,100	шторм
8	21,6...25,1	2,600...3,530	13,46...18,35	0,122	крепкий шторм
9	25,2...29,0	3,540...4,710	18,36...24,50	0,141	жесткий шторм
10	>29,0	>4,710	>24,50	>0,156	ураган

Из (1) следует, что взаимная корреляционная функция зависит от эквивалентной ДН, учитывающая ДНА и ДОР, высоты полета H . При этом, чем больше величины θ_3 и H , тем больше декорреляция, обусловленная ими. Синтез апертуры антенны и использование

антенной решетки позволяет исключить влияние декоррелирующего множителя двухчастотного коэффициента корреляции[5], [6]. При синтезировании апертуры антенны и использовании антенной решетки выражение для квадрата модуля нормированной взаимной корреляционной функции[6]

$$|\dot{\rho}(\sigma_h)|^2 = \frac{\frac{\theta_{\text{экв1}}}{\theta_{\text{экв2}}} \cdot \exp(-2\Delta k^2 \sigma_h^2)}{\sqrt{\left(\frac{\theta_{\text{экв1}}}{\theta_{\text{экв2}}}\right)^4 + \left(\Delta k H \theta_{\text{экв1}}^2\right)^2}}, \quad (2)$$

где $\Delta\theta_x = \theta_A$ – ширина ДНА (ось ОХ – направление вдоль линии полета КА), ДНА вдоль оси ОУ (поперек линии полета КА) определяется множителем комбинирования антенной

решетки. Ширина ДНА вдоль оси ОХ, шире ДНА вдоль оси ОУ в $k_1 = \frac{\Delta\theta_x^2}{\Delta\theta_y^2}$ раз, $\Delta k = \frac{2\pi\Delta f}{c}$;

$$\theta_{\text{экв1}}^2 = \frac{a_{\text{ш}}^2 \Delta\theta_x^2}{5.5a_{\text{ш}}^2 + \Delta\theta_x^2}; \theta_{\text{экв2}}^2 = \frac{a_{\text{ш}}^2 \Delta\theta_x^2}{5.5a_{\text{ш}}^2 (1+k_1) + \Delta\theta_x^2}.$$

На рис.1 изображена зависимость квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции от σ_h .

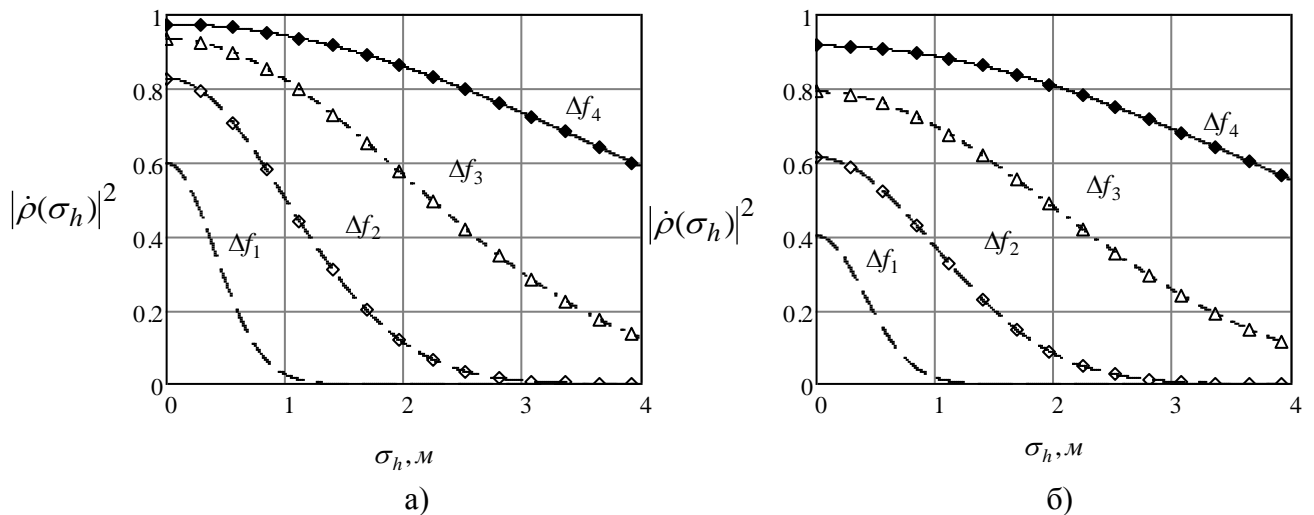


Рис. 1. Зависимость квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции от σ_h при $H = 400\text{км}$, $\lambda = 0,86\text{см}$, разnose рабочих частот $\Delta f_1 = 60\text{МГц}$, $\Delta f_2 = 24\text{МГц}$, $\Delta f_3 = 12\text{МГц}$, $\Delta f_4 = 6\text{МГц}$, (а) диаметр антенны $d_\alpha = 70\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75см для $k_1=6$), (б) диаметр антенны $d_\alpha = 40\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 45см для $k_1=6$)

Требуется, чтобы многочастотный радиоинтерферометр был способен реализовать 4 – 5 градаций балльности во всём возможном диапазоне морского волнения. Разнос частот в

зондирующим сигнале выбираем исходя из максимальной чувствительности коэффициента корреляции к высоте морских волн во всем возможном диапазоне морского волнения.

Используя формулу (2), можно оптимально выбрать разность измеряемых частот при заданной максимальной измеряемой высоте морских волн трехпроцентной обеспеченности $H_{3\%} = 5,2\sigma_h$ [3]. Для рассмотрения оптимальной разности частоты, возьмём производную из (2)

$$\frac{d}{d\sigma_h} (|\dot{\rho}(\sigma_h)|)^2 = - \frac{4\Delta k^2 \sigma_h \frac{\theta_{\text{эк}\theta 1}}{\theta_{\text{эк}\theta 2}} \exp(-2\Delta k^2 \sigma_h^2)}{\sqrt{4 \left(\frac{\theta_{\text{эк}\theta 1}}{\theta_{\text{эк}\theta 2}} \right)^4 + (\Delta k H \theta_{\text{эк}\theta 1}^2)^2}} \quad (3)$$

На рис.2 изображена зависимость первой производной квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции от разностей частот во всем возможном диапазоне морского волнения.

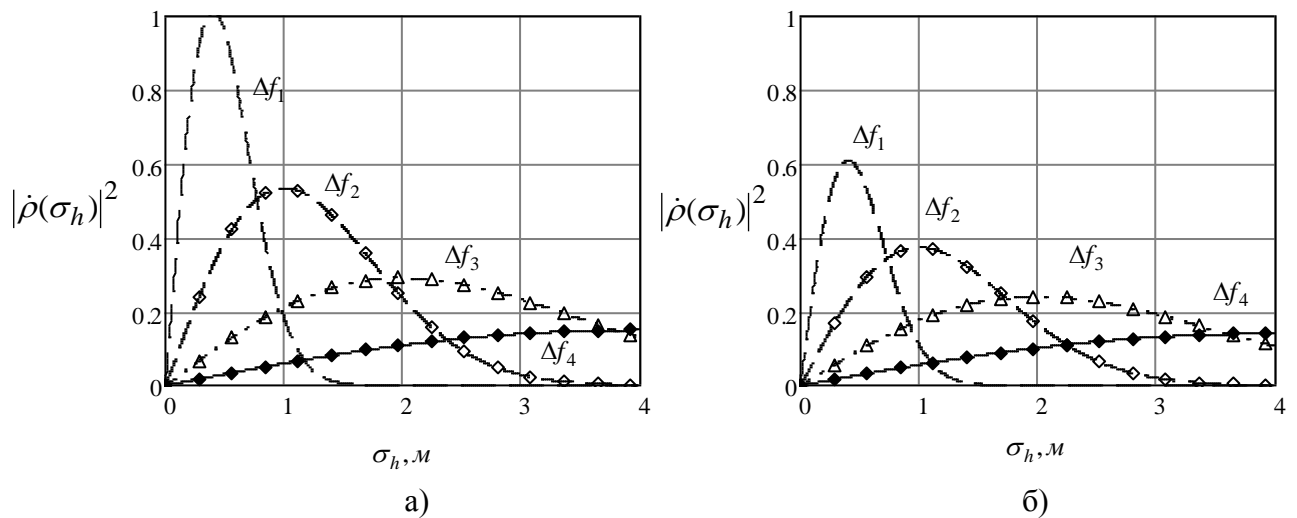


Рис. 2. Производная зависимости квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции от σ_h при $H = 400\text{км}$, $\lambda = 0,86\text{см}$, разное рабочих частот $\Delta f_1 = 60\text{МГц}$, $\Delta f_2 = 24\text{МГц}$, $\Delta f_3 = 12\text{МГц}$, $\Delta f_4 = 6\text{МГц}$, (а) диаметр антенны $d\alpha = 70\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75см для $k_1=6$), (б) диаметр антенны $d\alpha = 40\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 45см для $k_1=6$)

Из рис. 2 видно что, максимум производной значения квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции соответствует максимальной чувствительности. Разности рабочих частот Δf , соответствующие максимуму производной, обеспечивают

максимальную чувствительность для соответствующих значениях σ_h . Для того, чтобы получить максимум производной значения необходимо взять вторую производную из (2), (3)

$$\frac{d^2}{d\sigma_h^2} (\dot{\rho}(\sigma_h))^2 = - \frac{4\Delta k^2 (4\Delta k^2 \sigma_h^2 - 1) \frac{\theta_{\text{экв1}}}{\theta_{\text{экв2}}} \exp(-2\Delta k^2 \sigma_h^2)}{\sqrt{4 \left(\frac{\theta_{\text{экв1}}}{\theta_{\text{экв2}}} \right)^4 + (\Delta k H \theta_{\text{экв1}}^2)^2}} \quad (4)$$

Приравняв нулю (4) находим оптимальные значения разностей частот для любой заданной степени морского волнения, окончательно получаем $\sigma_h^2 = \frac{1}{4\Delta k^2}$, где $\Delta k = \frac{2\pi\Delta f}{c}$,

тогда

$$\sigma_h = \sqrt{\frac{c^2}{16\pi^2 \Delta f^2}} \quad (5)$$

На рис. 3 показаны среднеквадратичные ординаты морских волн, для которых реализуется максимальная чувствительность радиointерферометра при выбранных значениях разностей излучаемых частот.

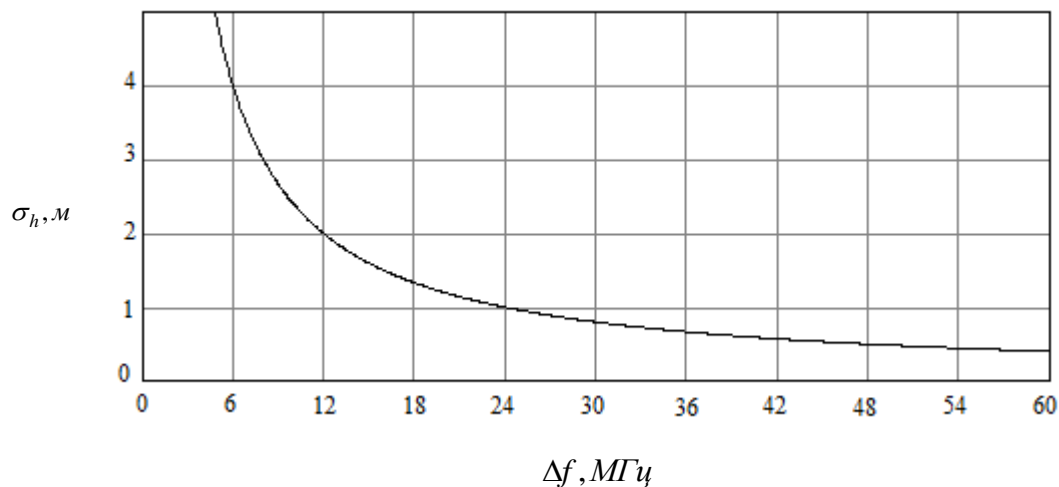


Рис. 3. Зависимость значения среднеквадратичных ординат морских волн от оптимального разноса частот

Из рис. 3 следует, что при большей разности частот имеется лучшая чувствительность при малом волнении моря, а при малом разносе частот лучшая чувствительность к высоте морских волн достигается на большом волнении МП. Рекомендуемые значения разности частот - 60;24;12;6 МГц - соответствуют заданному диапазону измеряемых высот морских волн от штиля до шторма. Многочастотный режим позволит получить примерно одинаковые чувствительности на сильном и слабом волнении для МП. В связи с трудностью реализации

многочастотного зондирующего сигнала предложен зондирующий сигнал с угловой модуляцией при соответствующем выборе индекса модуляции m .

Формирование зондирующего сигнала с угловой модуляцией и выбор индекса модуляции

Используемый сигнал с угловой модуляцией выражается следующими соотношениями.

$$v(t) = A_0 \cos[\omega_0(t) + m \cdot \sin(\Omega(t))] \quad (6)$$

где ω_0 – несущая частота (36 ГГц), Ω – модулирующая частота, m – индекс модуляции. С помощью разложения по функциям Бесселя уравнение (6) можно привести к виду

$$v(t) = A_0 \cos[\omega_0(t) + m \cdot \sin(\Omega(t))] = A_0 [J_0(m) \cos \omega_0(t) + J_1(m) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + J_2(m) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + J_3(m) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] \dots] \quad (7)$$

Таким образом, при частотной и фазовой модуляциях спектр колебания состоит из бесконечного числа боковых частот, расположенных попарно симметрично относительно несущей частоты ω_0 и отличающихся от последней на $n\Omega$, где n – любое целое число. Амплитуда n -й боковой составляющей $A_n = J_n(m)A_0$, где A_0 – амплитуда немодулированного колебания, $J_n(m)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента m . Отсюда следует, что вклад различных боковых частот в суммарную мощность модулированного колебания определяется величиной m [7].

Для реализации выбранного максимального разнеса частот равного 60 МГц при требуемом минимальном разнесе частот в 6 МГц потребуется обеспечить обработку 11 гармонических составляющих в сигнале с угловой модуляцией. Остальные гармоники в спектре сигнала (7) не используются и их будем считать помехой, которая должна быть отфильтрована в приемнике. В табл. 2 показаны амплитуды гармоник спектров при выбранных индексах модуляции и отношение полезных гармоник сигнала к помеховым частотным составляющим. Для используемых одиннадцати гармоник $A_0 - A_5$ являются амплитудами выбранных гармоник. В работе подробно проанализированы спектры сигнала для разных индексов модуляции от $m = 1,7$ до $m = 5$, рис. 4. В табл. 2 представлен фрагмент расчета от $m = 4,3$ до $m = 4,7$.

Амплитуды гармоник спектров при выбранных индексах модуляции и отношение полезных гармоник сигнала к помеховым частотным составляющим

m	Обрабатываемые полезные компоненты сигнала						Помеховые составляющие				Отношение сигнал / помехи
	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	
4,3	0,361	0,172	0,281	0,433	0,324	0,169	0,0690	0,023	6,68E-03	1,69E-03	1,55E+01
4,4	0,342	0,203	0,25	0,43	0,336	0,182	0,0760	0,026	7,83E-03	2,03E-03	1,41E+01
4,5	0,321	0,231	0,218	0,425	0,348	0,195	0,0840	0,030	9,13E-03	2,43E-03	1,26E+01
4,6	0,296	0,257	0,185	0,417	0,359	0,208	0,0930	0,034	0,011	2,89E-03	1,12E+01
4,7	0,269	0,279	0,151	0,407	0,369	0,221	0,1020	0,038	0,012	3,42E-03	1,00E+01

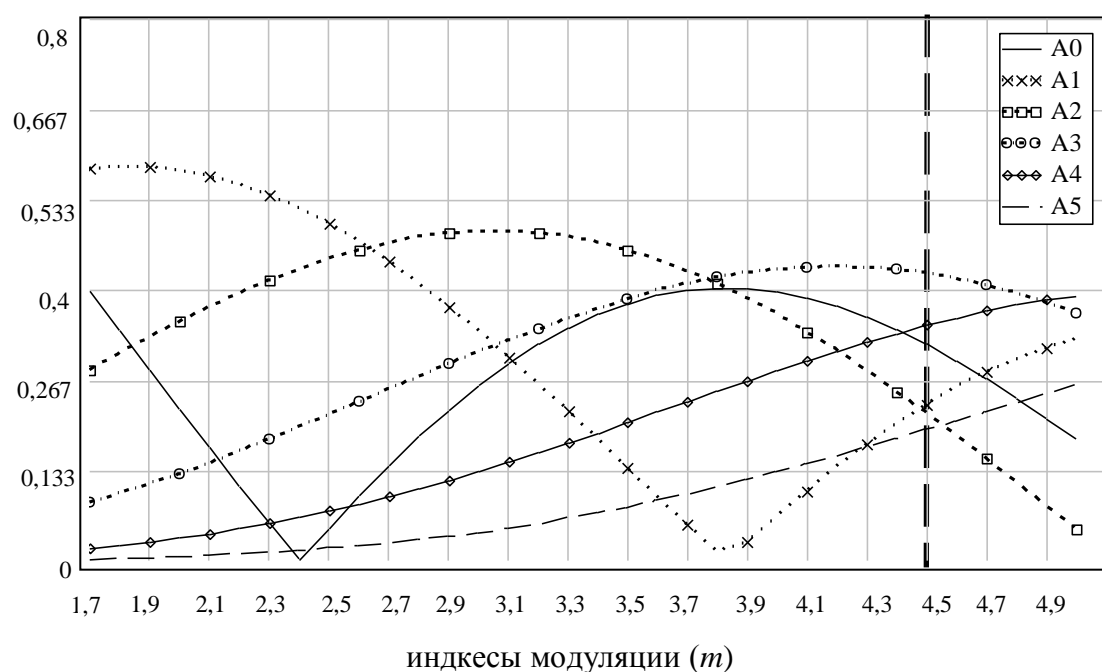


Рис. 4. Амплитуды гармоник спектра сигнала при выбранных индексах модуляции

Для значения индекса модуляции $m = 4,5$ спектр наиболее равномерный. На рис.4 видно что, у него минимальный разброс амплитуд гармоник. Поэтому предлагается использовать зондирующий сигнал с угловой модуляцией при значении индекса модуляции 4,5, позволяющий получить спектр из одиннадцати гармоник при достаточном отношении сигнал / помеха. На рис.5 изображена спектральная диаграмма выбранного сигнала с угловой модуляцией при соответствующем выборе индекса модуляции m , позволяющим получить наиболее равномерный спектр из одиннадцати гармоник ($m=4,5$) и варьировать разнос частот в широком диапазоне.

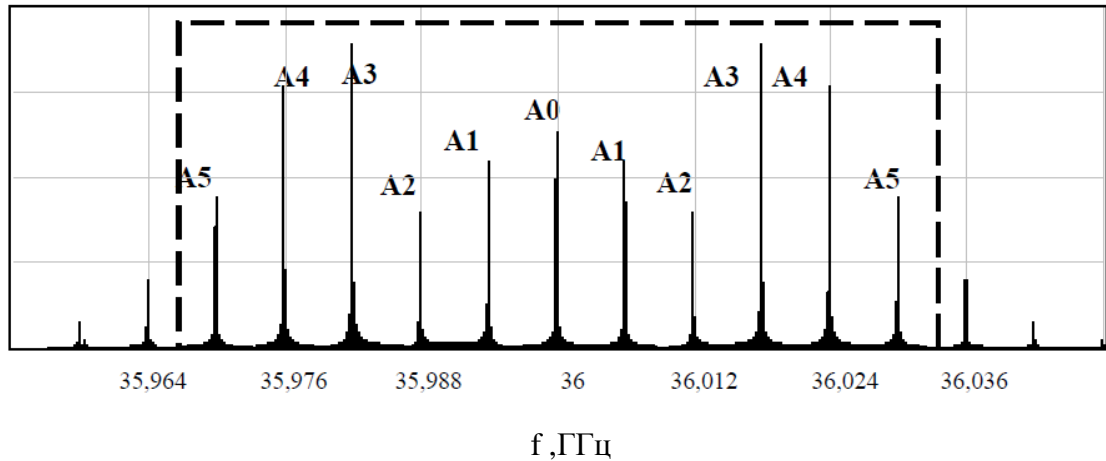


Рис. 5. Спектральная диаграмма сигнала с угловой модуляцией при $m = 4,5$ (пунктиром показана используемая часть спектра)

Небольшое различие в амплитудах гармоник можно выравнять подбором соответствующих коэффициентов передачи в приемном тракте.

Потенциальная точность метода

При надирном синтезировании апертуры антенны комплексный двухчастотный коэффициент корреляции определяется как

$$\rho_c(\sigma_h) = \frac{\overline{\dot{U}_1 \cdot \dot{U}_2^*}}{\sqrt{|\dot{U}_1|^2} \cdot \sqrt{|\dot{U}_2|^2}} \approx \exp(-2 \cdot \Delta k^2 \cdot \sigma_h^2) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + j \cdot \Delta k \cdot H \cdot \theta_{\text{экл}}^2}} \times$$

$$\times \exp(j \cdot \Delta \omega \cdot t - j \cdot 2 \cdot \Delta k \cdot H) = \rho_c \cdot e^{j \cdot \Psi_c}, \quad (8)$$

Где $\rho_c = \frac{\exp(-2 \cdot \Delta k^2 \cdot \sigma_h^2)}{\sqrt{1 + (\Delta k \cdot H \cdot \theta_{\text{экл}}^2)^2}}$, $\Psi_c = -\frac{1}{2} \cdot \text{arctg}(\Delta k \cdot H \cdot \theta_{\text{экл}}^2) - 2 \cdot \Delta k \cdot H + \Delta \omega \cdot t$, $\Delta k = \frac{\Delta \omega}{c}$.

Из-за наличия собственных шумов радиоприемного устройства (в первом приближении считаем белым шумом) комплексную амплитуду смеси сигнала с шумом на каждой из частот можно представить как

$$\dot{Y}_{1,2} = \dot{U}_{1,2} + N_{1,2} \quad (9)$$

Тогда, при условии, что сигнал и шум некоррелированы, выражение для комплексного двухчастотного коэффициента корреляции принимает вид

$$\overline{\rho_{\Sigma}(\sigma_h)} = \frac{\overline{Y_{1,2} \cdot Y_{1,2}^*}}{\sqrt{\overline{|Y_{1,2}|^2} \cdot \overline{|Y_{1,2}|^2}}} = \frac{q_1 q_2}{\sqrt{(1+q_1^2)(1+q_2^2)}} \cdot \rho_c \cdot e^{j\Psi_c}, \quad (10)$$

где $\overline{N_1 \cdot N_2} = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\Delta\omega)$, если $\Delta\omega \neq 0$, иначе $\overline{N_1 \cdot N_2} = 0$, ρ_c - сигнальная составляющая коэффициента корреляции.

При относительно небольших значениях разноса частот $\Delta\omega$ отношения сигнал/шум в каждом частотном канале очень близки $q_1 \approx q_2 = q$, тогда получим

$$\overline{\rho_{\Sigma}(\sigma_h)} = \left(\frac{q^2}{1+q^2} \right) \cdot \rho_c(\sigma_h) \cdot e^{j\Psi_c}. \quad (11)$$

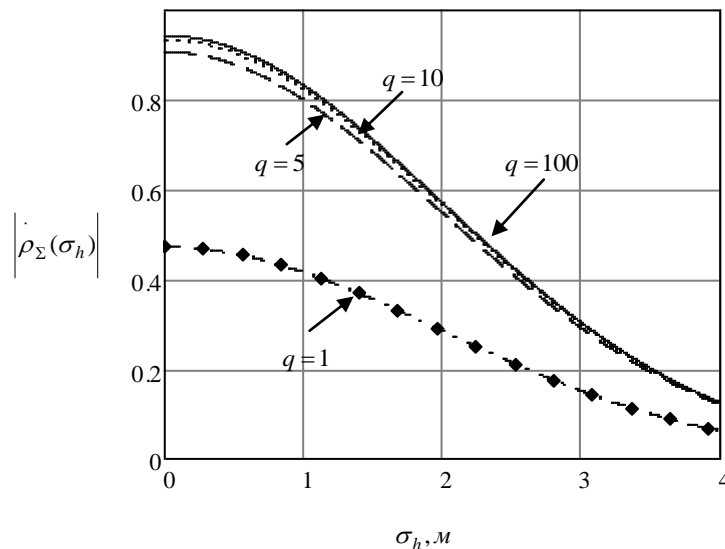


Рис. 6. Зависимость квадрата модуля коэффициента взаимной частотной корреляции от σ_h при $H = 400\text{ км}$, $\lambda = 0,86\text{ см}$, диаметра антенны $d\alpha = 70\text{ см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75 см для $k_1=6$), разнос рабочих частот $\Delta f = 12\text{ МГц}$, разных отношениях с/ш

Из рис. 6 следует, что отношение сигнал/шум необходимо иметь больше или равно 10. Поскольку в реальных условиях коэффициент корреляции – величина статистическая представляет интерес оценить потенциальную точность измерений ординат морских волн. Оценку σ_h можно проводить на интервале однородности морского волнения в открытом океане $L_{одн} \approx 100 - 200\text{ км}$ [8]. Если интервал синтезирования ограничен временем

«замороженности» МП $T_{синт} = t_{зам}$, то в пределах облучаемой на поверхности области уложится N независимых интервалов синтезирования, необходимых для осреднения. Итак, имеем вектор совместной обработки N независимых отсчетов на двух частотах. Каждый обрабатываемый отсчет состоит из пары комплексных амплитуд обработанных отраженных сигналов совместно с аддитивным шумом приемного устройства (белый шум) и записывается в виде двумерного вектора (для двух частот)

$$\dot{\mathbf{U}}(n) = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{U}}_{1n} \\ \dot{\mathbf{U}}_{2n} \end{bmatrix}, \quad n = \overline{1, N}. \quad (12)$$

Полный вектор $\dot{\mathbf{U}}$ размерностью $2 \cdot N$ содержит N пар сигналов

$$\dot{\mathbf{U}}^T = \parallel \dot{\mathbf{U}}_{11}, \dot{\mathbf{U}}_{12}, \dots, \dot{\mathbf{U}}_{1n}, \dot{\mathbf{U}}_{1n}, \dots, \dot{\mathbf{U}}_{1N}, \dot{\mathbf{U}}_{1N} \parallel.$$

Вследствие независимости последовательных отсчетов ковариационная матрица данной выборки имеет блочно-диагональную структуру

$$\mathbf{K} = \frac{1}{2} \overline{\mathbf{U} \mathbf{U}^*} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{U}}_{11} \\ \dot{\mathbf{U}}_{21} \\ \dot{\mathbf{U}}_{12} \\ \dot{\mathbf{U}}_{22} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{\mathbf{U}}_{1N} \\ \dot{\mathbf{U}}_{2N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} * & * & * & * & * & * \\ \mathbf{U}_{11} & \mathbf{U}_{21} & \mathbf{U}_{12} & \mathbf{U}_{22} & \dots & \mathbf{U}_{1N} & \mathbf{U}_{2N} \end{bmatrix} = \text{diag} [\mathbf{K}^{(1)}, \mathbf{K}^{(2)}, \dots, \mathbf{K}^{(n)}, \dots, \mathbf{K}^{(N)}], \quad (13)$$

где

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}^{(1)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{K}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K}^{(N)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}^{(n)} = \begin{bmatrix} \sigma_{1n}^2 & \sigma_{1n} \cdot \sigma_{2n} \cdot \rho_n \cdot \exp(j\Psi_n) \\ \sigma_{1n} \cdot \sigma_{2n} \cdot \rho_n \cdot \exp(-j\Psi_n) & \sigma_{2n}^2 \end{bmatrix}.$$

При мало отличающихся частотах зондирующих сигналов дисперсии мгновенных значений сигналов $\sigma_{1n}^2 = \sigma_{2n}^2 = \sigma_n^2$.

Комплексная форма N -мерного нормального распределения в матричной записи имеет вид

$$\mathbf{W}(\dot{\mathbf{U}}, \sigma_h) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N \det(\mathbf{K})}} \exp \left(-\frac{1}{2} \dot{\mathbf{U}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{U}} \right), \quad (14)$$

где σ_h – искомый параметр (среднеквадратичная ордината морских волн), $\dot{\mathbf{U}}$ – случайный $2N$ – мерный вектор вида (12).

Для оценки потенциальной точности метода необходимо определить след произведения производных от сопряженной и обратной матриц

$$\sigma_{\sigma_h}^2 = \frac{1}{-Sp \left(\frac{d\mathbf{K}^*}{d\sigma_h} \cdot \frac{d\mathbf{K}^{-1}}{d\sigma_h} \right)}. \quad (15)$$

Процедура обращения матрицы \mathbf{K} достаточно проста, поскольку каждый блок $\mathbf{K}^{(n)}$ является матрицей второго порядка

$$\mathbf{K}^{(n)-1} = \left\| \begin{array}{cc} 1 & -\rho_n \cdot e^{-j\Psi_n} \\ \frac{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)}{-\rho_n \cdot e^{j\Psi_n}} & \frac{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)}{1} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} a & b^* \\ \dot{b} & a \end{array} \right\| \quad (16)$$

Каждый блок сопряженной матрицы будет иметь вид

$$\mathbf{K}^{(n)*} = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_{1n}^2 & \sigma_{1n} \cdot \sigma_{2n} \cdot \rho_n \cdot e^{-j\Psi_n} \\ \sigma_{1n} \cdot \sigma_{2n} \cdot \rho_n \cdot e^{j\Psi_n} & \sigma_{2n}^2 \end{array} \right\| \quad (17)$$

Производные матриц (16) и (17) записываются как

$$\frac{d(\mathbf{K}^{(n)-1})}{d\sigma_h} = \left\| \begin{array}{cc} \frac{-2\rho_n \rho_n'}{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)} & \frac{\rho_n'(1 - \rho_n^2) - \rho_n(-2\rho_n \rho_n')}{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)} e^{-j\Psi_n} \\ \frac{\rho_n'(1 - \rho_n^2) - \rho_n(-2\rho_n \rho_n')}{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)} e^{j\Psi_n} & \frac{-2\rho_n \rho_n'}{\sigma_n^2 \cdot (1 - \rho_n^2)} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{array} \right\| \quad (18)$$

$$\frac{d(\mathbf{K}^{(n)*})}{d\sigma_h} = \left\| \begin{array}{cc} 0 & \sigma_n^2 \rho'_n e^{-j\Psi_n} \\ \sigma_n^2 \rho'_n e^{-j\Psi_n} & 0 \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{array} \right\|, \quad (19)$$

где введены обозначения $\rho'_n = \frac{d(\rho(\sigma_h))}{d\sigma_h}$, $\rho = \rho(\sigma_h)$.

Используя выражения (15), (18) и (19), получим выражение для потенциальной точности оценки степени взволнованности морской поверхности (т.е. значения среднеквадратических ординат морских волн σ_h)

$$\begin{aligned} \sigma_{\sigma_h}^2 &= \frac{1}{-Sp \left(\frac{d\mathbf{K}^*}{d\sigma_h} \cdot \frac{d\mathbf{K}^{-1}}{d\sigma_h} \right)} = \frac{1}{-Sp \left(\sum_{n=1}^N \left\| \begin{array}{cc} a_{11} \cdot b_{11} + a_{12} \cdot b_{21} & a_{11} \cdot b_{12} + a_{12} \cdot b_{22} \\ a_{21} \cdot b_{11} + a_{22} \cdot b_{21} & a_{21} \cdot b_{12} + a_{22} \cdot b_{22} \end{array} \right\| \right)} = \\ &= -Sp \left(2 \cdot \sum_{n=2}^N \left\| \begin{array}{cc} \frac{-(\rho'_n)^2 [(1-\rho_n^2) + 2 \cdot \rho_n^2]}{(1-\rho_n^2)^2} & -\frac{2\rho_n (\rho'_n)^2 e^{-j\Psi_n}}{(1-\rho_n^2)^2} \\ -\frac{2\rho_n (\rho'_n)^2 e^{j\Psi_n}}{(1-\rho_n^2)^2} & \frac{-(\rho'_n)^2 [(1-\rho_n^2) + 2 \cdot \rho_n^2]}{(1-\rho_n^2)^2} \end{array} \right\| \right) = \frac{1}{\sum_{n=1}^N \frac{1+\rho_n^2}{(1-\rho_n^2)^2} \cdot (\rho'_n)^2} \end{aligned} \quad (20)$$

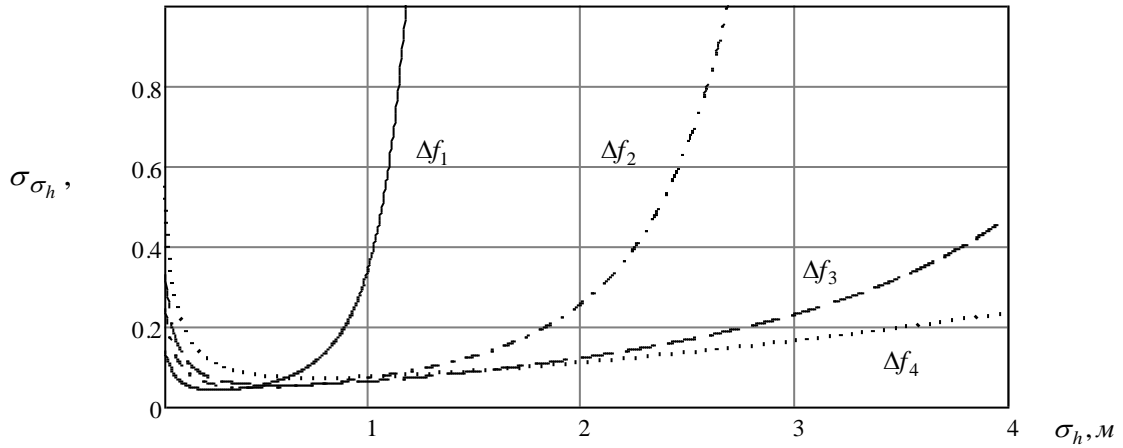
Из (20) с использованием (8) получим

$$\sigma_{\sigma_h}^2 = \frac{1}{2 \cdot N \cdot \frac{1+\rho^2}{(1-\rho^2)^2} \cdot (4 \cdot \rho \cdot \Delta k^2 \cdot \sigma_h^2)^2} = \frac{1}{32 \cdot N \cdot \frac{(1+\rho^2) \cdot \rho^2}{(1-\rho^2)^2} \cdot \Delta k^4 \cdot \sigma_h^2} \quad (21)$$

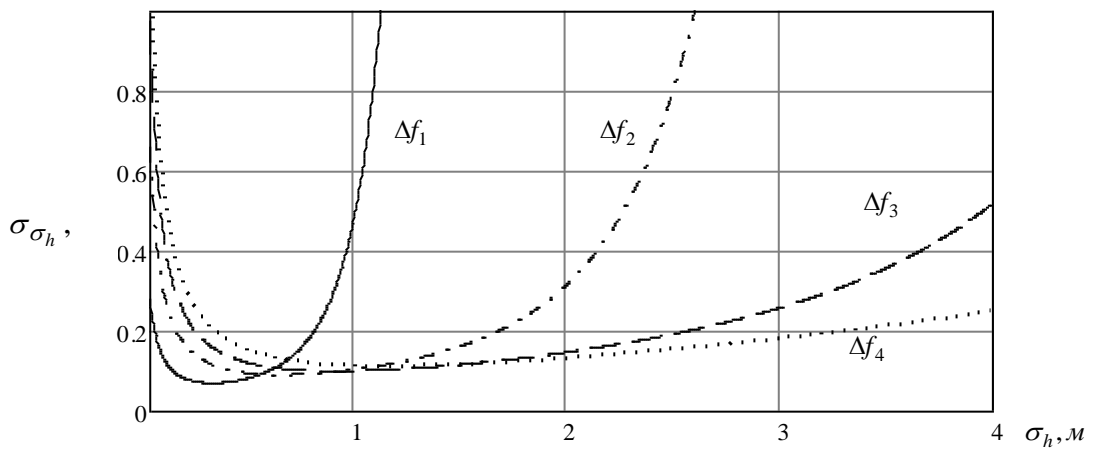
Окончательное выражение для потенциальной точности оценки среднеквадратических ординат морских волн имеет вид

$$\sigma_{\sigma_h} = \frac{1 - (\rho(\sigma_h))^2}{4 \Delta k^2 \rho(\sigma_h) \sqrt{2N(1 + (\rho(\sigma_h))^2)}}. \quad (22)$$

При интерферометрической антенной решетке в плоскости, перпендикулярной направлению полета [6], в формуле (22) с использованием (11) для $\rho(\sigma_h)$ следует воспользоваться зависимостью (2). На рис 7 и 8 изображены потенциальные точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_{σ_h} при рекомендуемых значениях разности частот - 60; 24; 12; 6 МГц.

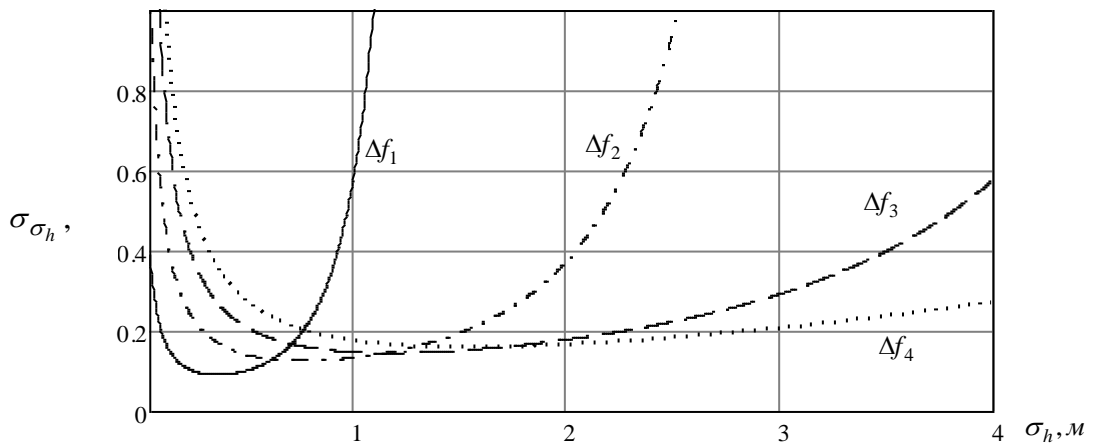


(7 - а)

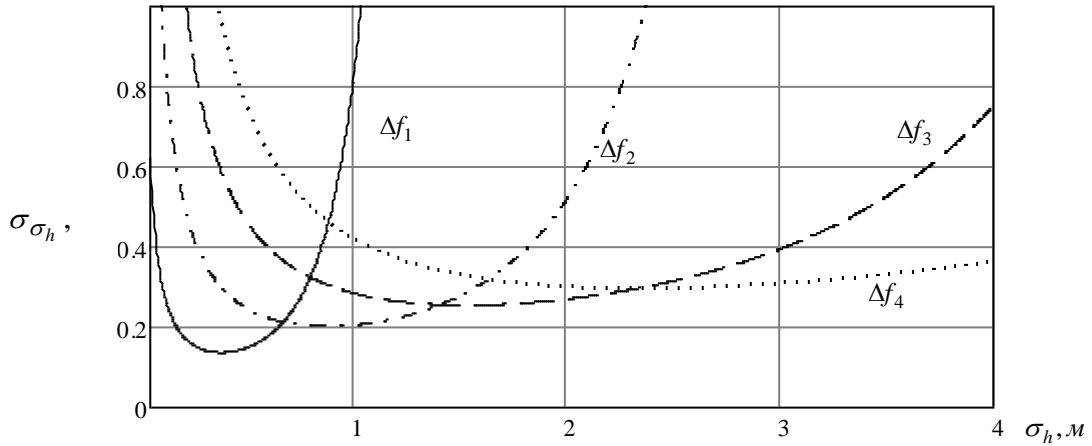


(7 - б)

Рис.7. Зависимость потенциальной точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_h при $\lambda=0,86\text{см}$, $\Delta f_1 = 60\text{МГц}$, $\Delta f_2 = 24\text{МГц}$, $\Delta f_3 = 12\text{МГц}$, $\Delta f_4 = 6\text{МГц}$, отношение $c/\lambda - q=10$, диаметра антенны $d\alpha = 70\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75см для $k_1=6$) а) $H=400\text{км}$ б) $H=800\text{км}$



(8 - а)



(8-6)

Рис.8. Зависимость потенциальной точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_h при $\lambda=0,86\text{см}$, $\Delta f_1 = 60\text{МГц}$, $\Delta f_2 = 24\text{МГц}$, $\Delta f_3 = 12\text{МГц}$, $\Delta f_4 = 6\text{МГц}$, отношение $c/\text{ш} = q=10$, диаметр антенны $d\alpha = 40\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 45см для $k_1=6$) а) $H=400\text{км}$ б) $H=800\text{км}$

При оптимальной разности частот потенциальная точность измерений ординат морских волн, в формуле (22) для σ_h следует воспользоваться зависимостью (5). На рис 9 – 10 показана зависимость точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_h при выбранных оптимальных частотах для высот полета $H = 400\text{км}$ и 800км .

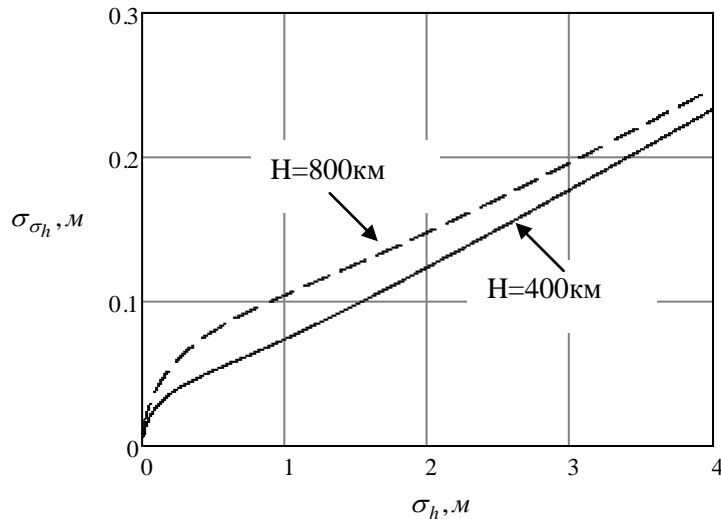


Рис.9. Зависимость точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_h при выбранных оптимальных частотах для высот полета $H=400\text{км}$ и 800км , $\lambda=0,86\text{см}$, отношение $c/\text{ш} = q=10$; диаметра антенны $d\alpha = 70\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75см для $k_1=6$).

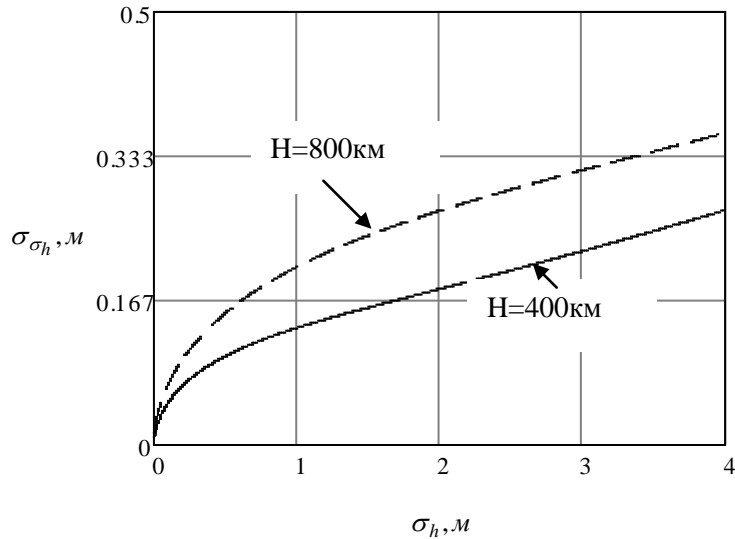


Рис.10. Зависимость точности измерения среднеквадратических ординат морских волн σ_h при выбранных оптимальных частотах для высот полета $H=400\text{км}$ и 800км , $\lambda=0,86\text{см}$, отношение $c/\lambda - q=10$; диаметра антенны $d\alpha = 40\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 45см для $k_1=6$).

Заключение

Полученные результаты показали высокие точностные характеристики предложенного метода, и что особенно важно, в области слабого волнения МП, где получение высокой точности измерений ординат морских волн другими методами, например, со спутниковых высокоточных радиоальтиметров [9] представляется проблематичным. Кроме того, целесообразно использовать многочастотный режим облучения МП, при этом достаточно пяти излучаемых частот для достижения примерно одинаковой чувствительности и высокой точности измерений высоты морских волн во всем возможном диапазоне балльности МП.

Выбраны оптимальные рабочие частоты, соответствующих диапазону измеряемых ординат морских волн. Предложен зондирующий сигнал с угловой модуляцией при соответствующем выборе индекса модуляции, позволяющим получить наиболее равномерный спектр из одиннадцати гармоник и варьировать разнос частот в широком диапазоне.

При этом увеличение разноса частот приводит к различной чувствительности и соответственно к различным точностным характеристикам измерения. При большей разности частот имеется лучшая потенциальная точность при малом волнении моря, а при малом разносе частот лучшая точность к высоте морских волн достигается на большом волнении МП. Остальные гармоники можно использовать для радиоальтиметра,

оценивающего высоту полета над средним уровнем моря фазовым методом с учетом необходимости раскрытия неоднозначности измерений.

Результаты расчетов показывают, что при $\lambda = 8,6\text{мм}$, диаметре антенны $d\alpha = 70\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 75см для $k_1=6$) реализована потенциальная точность оценки ординат морских волн σ_{σ_h} не хуже 0,1м для слабого и среднего волнения, а для сильного волнения не хуже 0,3м. При $\lambda = 8,6\text{мм}$, диаметре антенны $d\alpha = 40\text{см}$ (3 антенны с расстоянием между антеннами 45см для $k_1=6$) реализована потенциальная точность оценки ординат морских волн σ_{σ_h} не хуже 0,2м для слабого и среднего волнения, а для сильного волнения не хуже 0,4м. При изменении высоты орбита КА от 400км до 800км потенциальная точность измерения ухушается не более, чем на 10%. Небольшие требуемые габариты антенной системы и простота алгоритма обработки позволяют использовать данный радиолокатор на малом КА.

Литература

1. Weissman D.E. Two frequency radar interferometry applied to the measurement of ocean waveheight. – IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-21, №9, September, 1973. С. 649-656.
2. Weissman D.E., Jonson J.W. Dual frequency correlation radar measurements of the height statistics of ocean waves. – IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-25, №1, January, 1977. С. 74-83.
3. Гарнакерьян А.А., Сосунов А.С. Радиолокация морской поверхности. – Ростов на Дону: Изд. Ростовского университета, 1978. – 143 с.
4. Miller L.S. The application of near-nadir Δk radar techniques to geodetic altimetry and oceanographic remote sensing. – IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, vol. GE- 21, №1, January, 1983. С. 16-24.
5. Баскаков А.И., Мин-Хо Ка, Терехов В.А. Оценка ординат морских волн по взаимной двухчастотной корреляционной функции отраженных сигналов при надирном синтезировании апертуры антенны. – Радиотехника, № 12, 2006. С. 37-41.
6. Терехов В.А. Надирный двухчастотный радиоинтерферометр с синфазной антенной решеткой для оценки состояния взволнованности морской поверхности с борта малого КА // Радиотехнические тетради № 34, 2007. С.53-60.

7. Гоноровский И. С., Демин М. П. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1994. – 480 с.
8. Загородников А.А. Радиолокационная съемка морского волнения с летательных аппаратов. – Ленинград: Гидрометеиздат, 1978. – 324 с.
9. Мин-Хо Ка, Баскаков А.И. Выбор частоты повторения зондирующих сигналов в прецизионном космическом океанографическом радиовысотомере. – Исследование Земли из космоса, №1, 2002. С. 32-37.

Хейн Тхура Аунг, аспирант Московского энергетического института (национального исследовательского университета).

Ул. 1-ая Синичкина, д.3, корп. 1, Москва, 111020;
тел.: 8 (967) 221 17 27; e-mail: heinnyi3982@gmail.com

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

ул. Красноказарменная, д.14. НИУ(МЭИ), Москва, 111250;
тел.: 7-916-485-67-24, e-mail: baskakovAI@mpei.ru