РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2020, том 65, № 8, с. 798–803

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 551.463.621.391

# ВЛИЯНИЕ ДЕКОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФАКТОРОВ НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ РАЗНОСТИ ФАЗ СИГНАЛОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

© 2020 г. В. И. Каевицер[a], В. М. Смольянинов[a], И. В. Смольянинов[a], *

[a]Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация

*E-mail: ilia159@mail.ru

Поступила в редакцию 25.03.2019 г.
После доработки 26.06.2019 г.
Принята к публикации 01.07.2019 г.

На основе общей модели сигналов, рассеянных шероховатой поверхностью морского дна, разработаны соотношения для оценки погрешностей измерения интерферометрическим гидролокатором бокового обзора (ИГБО) углов прихода эхо-сигналов, вызванных декорреляцией зондирующих сигналов с большой базой в каналах приема из-за пространственного разноса антенн. Полученные соотношения позволяют скорректировать алгоритмы обработки сигналов, принимаемых многоантенным интерферометром, для снижения влияния аддитивной помехи на точность измерений углов прихода эхо-сигналов.

**DOI:** 10.31857/S0033849420070062

## ВВЕДЕНИЕ

Вычисление углов прихода сигналов, основанное на измерении разности фаз между отсчетами комплексных колебаний в двух или более разнесенных в пространстве каналах приемника, используется в интерферометрических гидролокаторах бокового обзора (ИГБО) и системах позиционирования [1, 2]. Использование узкополосных зондирующих сигналов с большой базой позволяет снизить влияние аддитивных помех типа белого гауссовского шума путем обработки принятых сигналов с использованием методов согласованной фильтрации. Влияние аддитивных помех также снижается с ростом размера антенной базы, так как точность вычисления угла прихода обратно пропорциональна размеру антенной базы [3]. Однако расширение базы интерферометра, не согласованное с параметрами сигнальной посылки, увеличивает декорреляцию колебаний в каналах приемника, приводящую к ошибкам измерений [4].

Известные исследования в области измерительных интерферометрических систем [4] сориентированы в основном на измерительные системы, удовлетворяющие условию пространственно-временной узкополосности, которое ставит ограничение на размер антенной базы и ширину полосы сигналов. Модели колебаний в каналах приемника и алгоритмы их обработки при выполнении условия пространственно-временной узкополосности наиболее просты и потому привлекательны.

В данной работе на основании общей модели отраженных от шероховатой поверхности сигналов [5] изучаются погрешности измерения разности фаз в каналах ИГБО, вызванные декорреляционными факторами, и рассматриваются возможности корректировки моделей колебаний в каналах приемника и алгоритмов их обработки с целью повышения точности производимых оценок путем снижения влияния аддитивных системных помех, обусловленных моделью распределенного в пространстве объекта зондирования.

## 1. МОДЕЛЬ КОЛЕБАНИЙ В КАНАЛАХ ПРИЕМНИКА

Принцип измерения углов прихода сигналов с помощью интерферометрических систем описан в работах [1, 2]. Геометрия измерений представлена на рис. 1.

Для вычисления углов прихода сигналов с помощью интерферометрических систем используются, как минимум, две приемные антенны, которые условно будем называть опорной *1* и рабочей *2* (см. рис. 1).

Предполагается, что в качестве зондирующего используется сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с центральной частотой $f_0$, длительностью $T_c$ и девиацией частоты $\Delta F$. Колебания с выхода каждой из приемных антенн подаются на фильтры, согласованные с ЛЧМ-сигналом.

Источник сигнала описывается дальностью до него $R$ и направлением $\varphi$ на него. Дальность однозначно связана с запаздыванием $\tau = 2R/V$, где $V$ – скорость распространения звука. Таким образом, источник (отражающая поверхность) описывается функцией $\varphi(\tau)$, которая в общем случае может быть многозначной.

Отражающую поверхность будем считать шероховатой. Для такой поверхности в [5] дана в общем виде модель отраженных сигналов. Используя результаты этой работы, для комплексных огибающих $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ на выходе согласованных фильтров в случае однозначной поверхности, находящейся в дальней зоне, можно получить следующие соотношения:

$$\begin{gathered} Z_1(t) = \int h(\tau)\rho_s(t-\tau)\exp\{-j2\pi f_0\tau\}d\tau, \\ Z_2(t) = \int h(\tau)\rho_s\left[t-\tau+\frac{\Delta x}{V}\beta(\tau)\right]\times \\ \times\exp\left\{-j2\pi f_0\left[\tau-\frac{\Delta x}{V}\beta(\tau)\right]\right\}d\tau, \end{gathered} \tag{1}$$

где $\Delta x$ – расстояние между антеннами.

В случае многозначных поверхностей (источников) будем иметь сумму нескольких интегралов. Пределы интегрирования в (1) от $\tau_0$ до $\infty$, где $\tau_0$ – минимальная задержка. Учитывая свойства подынтегральных функций, пределы интегрирования можно сократить.

В соотношении (1) $\rho_s(t)$ есть нормированная автокорреляционная функция (АКФ) комплексной огибающей зондирующего сигнала, т.е. энергия излучаемого колебания полагается равной единице. Ее отличие от единицы учитывается коэффициентом пропорциональности в $h(\tau)$, характеризующего отражающие свойства поверхности и дополнительные эффекты, возникающие при распространении звуковых волн.

Для шероховатой поверхности функция $h(\tau)$ полагается [5] реализацией комплексного нормального случайного процесса с нулевым средним и со следующими корреляционными свойствами:

$$\begin{gathered} \langle h(\tau_1)h^*(\tau_2)\rangle = \sigma_h^2(\tau_1)\delta(\tau_2-\tau_1), \\ \langle \mathrm{Re}\{h(\tau_1)\}\,\mathrm{Im}\{h(\tau_2)\}\rangle = 0, \end{gathered} \tag{2}$$

где усреднение производится по ансамблю.

Функция $\sigma_h^2(\tau)$ полагается медленно изменяющейся. Функция $\beta(\tau)$ в соответствии с рис. 1 равна

$$\beta(\tau) = \sin[\theta - \varphi(\tau)]. \tag{3}$$

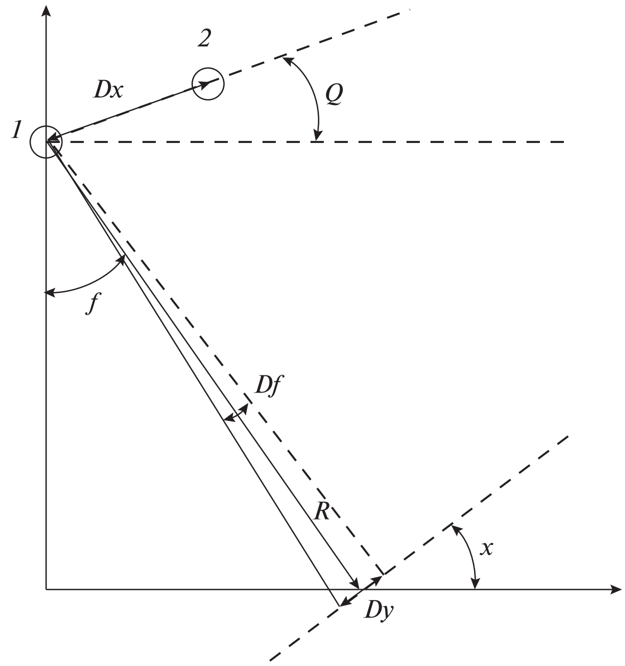


**Рис. 1.** Геометрия измерений интерферометрических систем.

При сделанных предположениях относительно функции $h(\tau)$ колебания $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ будут реализациями гауссовского случайного процесса с нулевым средним и дисперсиями:

$$\begin{gathered} \sigma_z^2(t) = \langle |Z_i(t)|^2\rangle = \int \sigma_h^2(\tau)|\rho_s(t-\tau)|^2 d\tau \cong \\ \cong \sigma_h^2(t)\int |\rho_s(\nu)|^2\, d\nu, \end{gathered} \tag{4}$$

где знак приближения отражает предположение о постоянстве $\sigma_h^2(\tau)$ на длительности главного лепестка автокорреляционной функции зондирующего сигнала. При этом учтено, что функция $|\rho_S(\nu)|^2$ за пределами главного лепестка ($|\nu| \le 1/\Delta F$) много меньше единицы.

Для дальнейшего важны соотношения, вытекающие из принятой модели отраженного сигнала:

$$\langle \mathrm{Re}\{Z_i(t)\}\,\mathrm{Im}\{Z_i(t)\}\rangle = 0, \tag{5}$$

$$\begin{gathered} \rho_{12}(t_1,t_2) = \frac{\langle Z_1(t_1)Z_2^*(t_2)\rangle}{\sigma_z^2(t_1)} = \\ = \exp\left\{-j2\pi\frac{\Delta x}{\lambda}\beta(t_1)\right\}p(t_1,t_2)\}, \end{gathered} \tag{6а}$$

где

$$\begin{gathered} p(t_1,t_2) = \\ = \int \rho_S(\nu)\rho_S^*[\nu + t_2 - t_1 + \Delta x/V\,\beta(t_1-\nu)]\times \\ \times\exp\{-j2\pi\,\Delta x/\lambda\,[\beta(t_1-\nu) - \\ - \beta(t_1)]\}\,d\nu\Big/\int|\rho_S(\nu)|^2\,d\nu \end{gathered} \tag{6б}$$

– декорреляционный коэффициент.

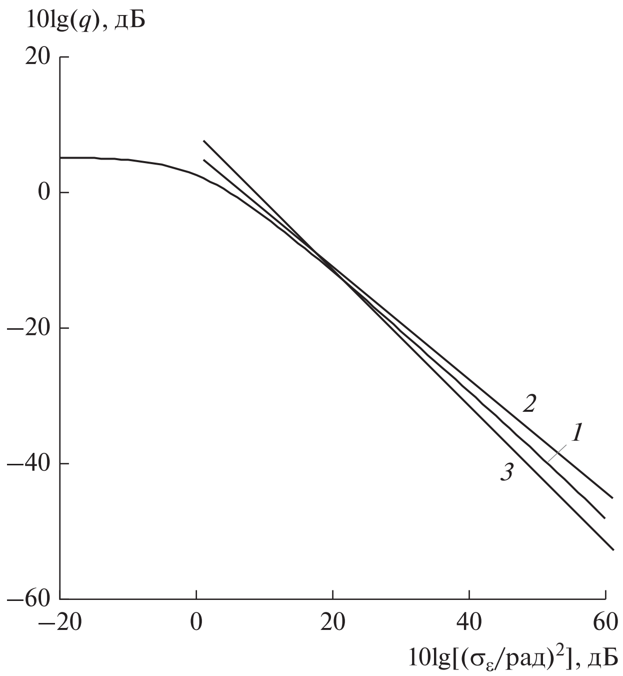


**Рис. 2.** Зависимость ошибки измерения разности фаз от соотношения сигнал помеха.

При $\mathrm{Re}\{p(t_1,t_2)\} = 1$ и $\mathrm{Im}\{p(t_1,t_2)\} = 0$ в отсутствие помех измеренная разность фаз между $Z(t_1)$ и $Z(t_2)$ соответствовала бы точному значению

$$\varepsilon(t_1) = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda}\beta(t_1),$$

где $\lambda$ – длина волны, соответствующая центральной частоте $f_0$. Отличие от единицы приводит к погрешности измерений.

Целью обработки является оценка величины $\varphi(t_1)$. Для этого сначала с помощью измерения разности фаз оцениваем величину $\varepsilon(t_1)$, затем путем деления на $2\pi\dfrac{\Delta x}{\lambda}$ – величина $\beta(t_1)$, и, наконец, с помощью преобразования обратного (3) оцениваем величину $\varphi(t_1)$. При переходе от $\varepsilon(t_1)$ к $\beta(t_1)$ возникает неоднозначность, которая может быть устранена разными способами, один из которых был представлен в работе [6]. Если $\varepsilon(t_1)$ оценена со среднеквадратической ошибкой $\sigma_\varepsilon$, то для среднеквадратической ошибки $\sigma_\beta$ и $\sigma_\varphi$ будем иметь

$$\sigma_\beta = \frac{\sigma_\varepsilon}{2\pi\dfrac{\Delta x}{\lambda}}, \quad \sigma_\varphi = \frac{\sigma_\beta}{|\beta'(\varphi)|} = \frac{\sigma_\beta}{|\cos(\theta - \varphi)|}. \qquad (7)$$

На входе приемника кроме отраженных колебаний присутствуют аддитивные помехи, которые предполагаются независимыми реализациями белого гауссова шума. На выходе согласованных фильтров с переносом частоты будем иметь комплексные колебания $n_1(t)$ и $n_2(t)$ с автокорреляционными свойствами, соответствующими спектральной плотности зондирующего сигнала. Согласно [7] нетрудно показать, что

$$\langle |n_i(t)|^2 \rangle = \sigma_n^2, \quad \langle \mathrm{Re}\{n_i(t)\} \times \mathrm{Im}\{n_i(t)\} \rangle = 0. \qquad (8)$$

## 2. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ

При выполнении условий (4), (5), (8) и $\sigma_h^2(t_1) = \sigma_h^2(t_2)$ два отсчета, $Y_1(t_1) = Z_1(t_1) + n_1(t_1)$ и $Y_2(t_2) = Z_2(t_2) + n_2(t_2)$, эквивалентны двум отсчетам $Y_1$ и $Y_2$ из стационарного нормального случайного процесса, взятым в разные моменты времени. Свойства этих отсчетов изучены в [7], в частности, получено одномерное распределение разности фаз $\varepsilon$ в виде

$$W(\varepsilon) = \frac{1-\rho_0^2}{2\pi}\left[\frac{1}{1-y^2} + y\frac{\pi/2 + \arcsin(y)}{(1-y^2)^{3/2}}\right], \qquad (9а)$$

где $y = \rho_0\cos(\varepsilon - \theta_0)$, $|\varepsilon| \le \pi$, $\rho_0 = \sqrt{\mathrm{Re}^2\{\rho\} + \mathrm{Im}^2\{\rho\}}$, $\theta_0 = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{\mathrm{Im}\{\rho\}}{\mathrm{Re}\{\rho\}}\right)$,

$$\rho = \frac{\langle Y_1 Y_2^* \rangle}{\sigma_Y^2}. \qquad (9б)$$

В случае, когда сигнальные составляющие отсчетов $Y_1$ и $Y_2$ отличаются только фазовым сдвигом ($Y_1 = Z + n_1$, $Y_2 = Z\exp(j\varphi) + n_2$), погрешность измерения обусловлена только аддитивными помехами и параметры распределения (9б) имеют вид

$$\rho_0 = \frac{q}{1+q}, \quad q = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_n^2}, \quad \theta_0 = -\varphi.$$

Распределение имеет максимум при $\varepsilon = \theta_0$ и симметрично относительно этого значения [7]. Поэтому оценка будет не смещенной с дисперсией $\sigma_\varepsilon^2 = \langle(\varepsilon - \theta_0)^2\rangle$.

На рис. 2 представлена полученная расчетным путем (9а) зависимость ошибки измерения разности фаз от соотношения сигнал помеха (кривая *1*).

Для $1 \le q \le 10^6$ хорошей аппроксимацией этой зависимости является кривая *2*. Эта аппроксимация соответствует зависимости

$$\sigma_\varepsilon^2(q) = 0.4q^{-13/15}.$$

Для качественных выводов удобной является более грубая аппроксимация, (см. рис. 2, кривая *3*):

$$\sigma_\varepsilon^2(q) = 3q^{-1}. \qquad (10)$$

В случае отсутствия аддитивных помех погрешность измерения обусловлена только декорреляцией отсчетов. Пусть $Y_1 = Z_1$ и $Y_2 = Z_2\exp(j\varphi)$, где $\varphi$ –

истинный угол. Тогда параметры распределения будут иметь вид

$$\rho = \frac{\langle Z_1 Z_2^* \rangle}{\sigma_z^2} \exp(-j\varphi) = p \exp(-j\varphi), \quad \rho_0 = |p|, \quad \theta_0 = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}\{p\}}{\operatorname{Re}\{p\}}. \tag{11}$$

То есть оценка в этом случае будет смещенной на величину $\theta_0$, а случайная составляющая погрешности измерений будет эквивалентна погрешности за счет аддитивных помех с эквивалентным отношением сигнал-помеха:

$$q_э = \frac{|p|}{1 - |p|}. \tag{12}$$

Эквивалентное представление отсчетов $Y_1$ и $Y_2$ имеет вид

$$Y_1 = Z_э + n_{1э}, \quad Y_2 = Z_э \exp(-j(\varphi - \theta_0)) + n_{2э}, \quad \langle |Z_э|^2 \rangle = |p| \sigma_z^2.$$

Из рассмотренного следует, что погрешность измерения глубины интерферометрическим ГБО в отсутствие аддитивных помех определяется коэффициентом (6б), характеризующим декорреляцию отсчетов $Z_1(t_1)$ и $Z_2(t_2)$. Декорреляция зависит от выбора момента взятия отсчета $t_2$ в рабочем канале относительно момента $t_1$ взятия отсчета в опорном канале и от поведения разности $\beta(t_1 - \nu) - \beta(t_1)$ в зависимости от $\nu$ в показателе экспоненты. Декорреляцию за счет первого фактора будем условно называть временной декорреляцией, а за счет второго фактора – фазовой. Проанализируем по отдельности влияние этих факторов на погрешность измерений.

## 3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ИЗ-ЗА ВРЕМЕННОЙ ДЕКОРРЕЛЯЦИИ

В чистом виде временная декорреляция имеет место при $\beta(t_1 - \nu) = \beta(t_1)$ для $\nu$, по крайней мере, на длительности главного лепестка автокорреляционной функции ($|\nu| \le 1/\Delta F$). Функция $p(t_1, t_2)$ при этом равна

$$p(t_1, t_2) = \rho_{ss}(\Delta t),$$

где $\rho_{ss}(\Delta t)$ – нормированная АКФ зондирующего сигнала, а $\Delta t = t_1 - t_2 - \frac{\Delta x}{V} \beta(t_1)$. Функция $\rho_{ss}(\tau)$ пропорциональна обратному преобразованию Фурье от четвертой степени спектральной плотности зондирующего сигнала. Для ЛЧМ-сигнала

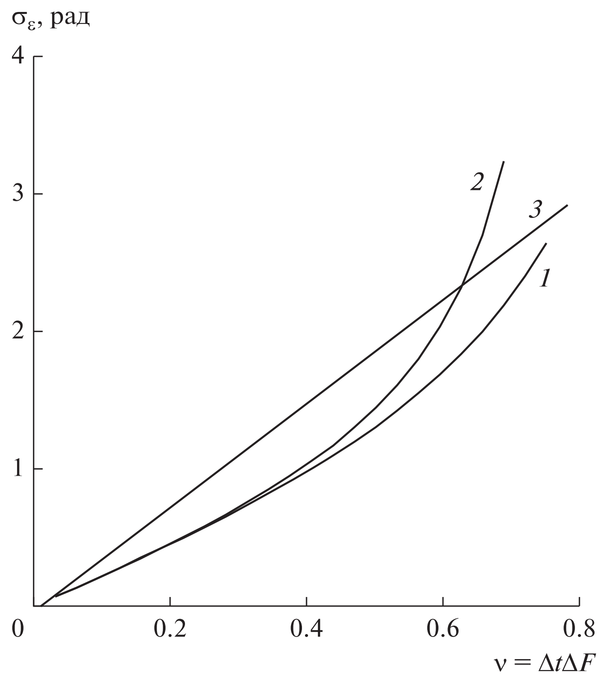


**Рис. 3.** Зависимость стандартного отклонения $\sigma_\varepsilon$ погрешности измерения разности фаз из-за временной декорреляции.

с достаточно большой базой энергетический спектр близок к прямоугольному, и тогда имеем

$$p(t_1, t_2) = \rho_{ss}(\Delta t) \cong \frac{\sin(\pi u)}{\pi u}, \tag{13}$$

где $u = \Delta F \Delta t$.

При $|\Delta t| < 1/\Delta F$ оценка $\varepsilon(t_1)$ будет не смещенной, а случайная погрешность будет равна погрешности при аддитивной помехе с эквивалентным отношением сигнал-помеха (12). Для получения качественных выводов функцию (13) для $|u| < 1/2$ можно аппроксимировать выражением $1 - \frac{(\pi u)^2}{6}$, и $q_э \cong \frac{6}{(\pi u)^2} - 1$.

На рис. 3 представлена зависимость погрешности измерения разности фаз, рассчитанная по соотношениям (10), (12), (13) (кривой *1*) и с использованием указанной аппроксимации (кривая *2*). Из рис. 3 видно, что обе кривые близки до значений $u \le 1/2$ и, соответственно, $\sigma_\varepsilon \le \pi/2$. Кроме того, можно отметить, что обе зависимости до этих значений близки к линейной (кривая *3*).

Заданная точность измерения угла прихода отраженного сигнала может быть обеспечена, если $|u|$ не превосходит некоторую величину $u_{\max}$:

$$|u| \le u_{\max}. \tag{14}$$

В предположении пространственно временной узкополосности членом $\frac{\Delta x}{V}\beta(t-\nu)$ в аргументе функции $\rho_s$ пренебрегают и для измерения разности фаз используют синхронные отсчеты в каналах приемника ($t_1 = t_2$). Реально $\frac{\Delta x}{V}\beta(t)$ отлично от нуля, что обусловливает погрешности измерений, соответствующие значению

$$u = \Delta F \frac{\Delta x}{V}\beta(t) = \frac{\Delta F}{f_0}\frac{\Delta x}{\lambda}\beta(t).$$

При этом условие (14) с учетом того, что $|\beta(t)|$ может достигать единицы, переходит в ограничение на размер антенной базы или полосу сигнала (база сигнала):

$$\frac{\Delta x}{\lambda} \le u_{\max}\frac{f_0}{\Delta F}. \tag{15}$$

## 4. ПОГРЕШНОСТИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ФАЗОВОЙ ДЕКОРРЕЛЯЦИЕЙ

Положим в выражении (6б)

$$t_2 = t_1 - \frac{\Delta x}{V}\beta(t_1). \tag{16}$$

Тогда разность $\beta(t_1-\nu) - \beta(t_1)$ будет иметь место как в показателе экспоненты, так и в аргументе функции $\rho_s$ под интегралом. Предположим, что $\frac{\Delta x}{V}|\beta(t-\nu)-\beta(t)|$ при $|\nu| \le 1/\Delta F$ – малая по сравнению с $1/\Delta F$ величина и ей можно пренебречь в аргументе функции $\rho_s$ под интегралом. Тогда

$$p = p[t_1, t_1 - \frac{\Delta x}{V}\beta(t_1)] \cong$$
$$\cong \frac{\int |\rho_S(\nu)|^2 \exp\left\{-j2\pi\frac{\Delta x}{\lambda}[\beta(t_1-\nu)-\beta(t_1)]\right\}d\nu}{\int |\rho_S(\nu)|^2 d\nu}. \tag{17}$$

То есть декорреляционный эффект будет связан лишь с вариацией показателя экспоненты.

При анализе разности $\beta(t-\nu)-\beta(t)$ каждой точке отсчета $t$ будем сопоставлять плоский отражающий участок (см. рис. 1) размером, соответствующим разрешающей способности сигнала ($|\nu| \le 1/\Delta F$). Отражающий участок находится на расстоянии $R$ от антенн, под углом $\xi$ к горизонтали и характеризуется угловым $\Delta\varphi$ и линейным $\Delta y$ размерами, которые для $|\xi-\varphi| \ge 2\sqrt{\lambda f_0/R\Delta F}$ имеют вид

$$\Delta\varphi \cong \frac{\lambda}{R}\frac{f_0}{\Delta F}\frac{1}{\operatorname{tg}|\varphi-\xi|}, \quad \Delta y \cong \lambda\frac{f_0}{\Delta F}\frac{1}{\sin|\varphi-\xi|},$$

а при $\varphi = \xi$ –

$$\Delta\varphi = 2\sqrt{\frac{\lambda}{R}\frac{f_0}{\Delta F}}, \quad \Delta y = 2\sqrt{\lambda R\frac{f_0}{\Delta F}}.$$

Поведение разности $\beta(t-\nu)-\beta(t)$ зависит от разности $\xi-\varphi$.

Для углов

$$|\xi-\varphi| \ge 2\sqrt{\frac{\lambda}{R}\frac{f_0}{\Delta F}} \tag{18}$$

можно получить

$$\beta(t-\nu)-\beta(t) \cong \frac{\nu V}{2R}\operatorname{ctg}(\varphi-\xi)\cos(\theta-\varphi), \quad |\nu| \le \frac{1}{\Delta F}, \tag{19}$$

где знак приближения связан с условием (18) и предположением малости величины $f_0\lambda/2\Delta FR$ по сравнению с единицей.

Отметим, что с увеличением дальности (глубины) условие (18) ослабляется, допуская меньшую разность углов. Кроме того, уменьшается разность (20), т.е. исключение этой разности из аргумента функции $\rho_s$ под интегралом (6б) становится более оправданным.

Для получения качественных выводов при вычислении декорреляционного коэффициента $p$ (19) функцию $\rho_s^2(\nu)$ аппроксимируем прямоугольником шириной $|\nu| \le 1/\Delta F$. Тогда коэффициент $p$ будет иметь вид (13) при

$$u = \frac{\Delta x}{2R}\frac{f_0}{\Delta F}\operatorname{ctg}(\varphi-\xi)\cos(\theta-\varphi).$$

Оценка разности фаз $\varepsilon$ при $|u| < 1$ будет не смещенной, а случайная погрешность будет равна погрешности измерения в аддитивном шуме с эквивалентным отношением сигнал–помеха, примерно равным $6/u^2 - 1$.

Заданное качество батиметрии достигается при выполнении условия (14). Величина $u$ зависит от угла $\varphi$ и разности $\xi-\varphi$, и ее модуль достигает максимума, когда в (18) выполняется равенство $\varphi = \theta$. С учетом этого (14) переходит в ограничение

$$\frac{\Delta x}{\lambda} < 4u_{\max}\sqrt{\frac{\Delta F}{f_0}\frac{R}{\lambda}}. \tag{20}$$

Сопоставление соотношений (20) и (15) показывает, что при одновременном взятии отсчетов в опорном и рабочем каналах допустимый размер антенной базы не зависит от дальности и сокращается с увеличением полосы сигнала $\Delta F$. Коррекция момента взятия отсчета в рабочем канале, в соответствии с (16), позволяет увеличить допустимый размер антенной базы как с ростом $\Delta F$, так и с ростом дальности (глубины).

Для отражающего участка, перпендикулярного направлению на антенны ($\xi = \varphi$), когда условие (18) не выполняется, имеет место неоднозначность, так как положительным и отрицательным угловым приращениям $\varphi$ соответствуют положительные приращения по дальности. Возникает сумма двух интегралов по $\nu$ от 0 до $1/\Delta F$ с разностью в показателе экспоненты:

$$\beta(t+\nu) - \beta(t) \cong$$
$$\cong \frac{\nu V}{2R}\sin(\theta - \varphi) \pm \sqrt{\frac{\nu V}{R}}\cos(\theta - \varphi).$$

При этом один знак соответствует положительному угловому приращению, другой – отрицательному.

Аппроксимируя функцию $\rho_s^2(\nu)$ прямоугольником, получаем

$$p = \int_0^1 \exp\{-ja_1\xi)\cos(a_2)\sqrt{\xi}d\xi, \qquad (21)$$

где $a_1 = \pi\frac{\Delta x}{R}\frac{f_0}{\Delta F}\sin(\theta - \varphi)$, $a_2 = 2\pi\frac{\Delta x}{\lambda}\times \sqrt{\frac{f_0}{\Delta F}\frac{\lambda}{R}}\cos(\theta - \varphi)$.

При выполнении условия (20) и достаточно большой дальности величина $a_1 \ll 1$ и экспоненту под интегралом можно разложить в ряд Тейлора с удержанием только первых двух членов. В этом случае интегрирование (21) легко осуществляется. При этом $\mathrm{Im}\{p\}$ имеет тот же порядок, что и величина $a_1$, а для $\mathrm{Re}\{p\}$ можно получить простое соотношение:

$$\mathrm{Re}\{p\} = 2\frac{a_2\sin(a_2) - 1 + \cos(a_2)}{a_2^2}. \qquad (22)$$

Величина $|a_2|$ при выполнении условия (20) может изменяться от 0 до $8\pi u_{\max}$. При этом $\mathrm{Re}\{p\}$ может принимать как положительные, так и отрицательные значения, что обусловливает большие погрешности вычисления дальности.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе общей модели отраженных от шероховатой поверхности сигналов [4] разработаны простые соотношения, позволяющие производить оценку погрешностей измерения разности фаз в каналах интерферометрических систем, обусловленных декорреляцией колебаний в опорном и рабочем каналах. Уточнена верхняя граница на полосу зондирующего сигнала и базу антенн, при которой допустимо измерение разности фаз одновременно взятых отсчетов из колебаний в опорном и рабочем каналах. Показано, что в пределах этой границы, погрешности вычисления углов прихода сигналов практически не зависят от размера антенной базы в отсутствие аддитивных помех.

Полученные оценки позволяют проводить дальнейшее совершенствование алгоритмов обработки сигналов в интерферометрических системах с целью повышения точности измерения углов прихода отраженных сигналов.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена по государственному заданию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Каевицер В.И., Разманов В.М., Кривцов А.П. и др.* // Радиотехника. 2008. № 8. С. 35.
2. *Каевицер В.И., Кривцов А.П., Смольянинов И.В., Элбакидзе А.В.* // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 11. http://jre.cplire.ru/
3. *Долотов С.А., Каевицер В.И., Смольянинов И.В.* // Навигация и гидрография. 1996. № 3. С. 100.
4. *Xavier Lurton* // IEEE J. Oceanic Eng. 2000. V. 25. № 3. P. 351.
5. *Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шарко Ю.В.* Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в каналах с рассеянием. М.: Радио и связь, 1989.
6. *Лифанов Е.М., Козлов В.И., Горкин В.Б.* // Радиотехника. 1991. Т. 2. С. 3.
7. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1969.