

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ СИГНАЛОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ГИДРОЛОКАТОРА БОКОВОГО ОБЗОРА

© 2021 г. В. И. Каевицер^а, Л. Е. Назаров^а, И. В. Смольянинов^{а, *}

^аФрязинский 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 23.09.2020 г.

После доработки 24.12.2020 г.

Принята к публикации 28.12.2020 г.

Предложены методы обработки отраженных от шероховатой поверхности акустических сигналов интерферометрических гидролокаторов бокового обзора (ИГБО) с целью повышения точности вычисления их разности фаз. Показано, что при использовании этих методов возможно ослабление искажающих помех декорреляции для интерферометрических систем с большой базой, а также увеличение значений сигнал/помеха при оценивании разности фаз канальных сигналов. Даны результаты моделирования алгоритмов обработки сигналов ИГБО для рассматриваемых методов.

DOI: 10.31857/S0033849421080052

ВВЕДЕНИЕ

Акустическое картирование рельефа морского дна с помощью интерферометрических гидролокаторов бокового обзора (ИГБО) основано на измерениях наклонных дальностей от антенн интерферометра до разрешаемых элементов морского дна и углов прихода эхо-сигналов, вычисленных по разности времени их прихода на разнесенные по вертикали акустические приемники [1, 2]. Точность и однозначность вычислений углов прихода эхо-сигналов зависит от базы интерферометра, дальности до зондируемого участка дна и точности вычисления интерферометрической разности фаз эхо-сигналов [1, 2]. Для повышения точности картирования рельефа дна необходимо увеличить полосу частот спектра зондирующих сигналов и базу интерферометра, при этом нарушается условие пространственно-временной узкополосности эхо-сигналов ИГБО [3]. При разработке алгоритма вычисления разности фаз эхо-сигналов ИГБО с пространственно-временной широкополосностью необходимо учитывать их декорреляцию в пространственно-разнесенных антенных приемных датчиках и уменьшение отношения сигнал/помеха при увеличении дальности до зондируемого участка дна [3, 4]. Основные декорреляционные факторы для шероховатой отражающей поверхности рассмотрены в работе [4], где показано, что их влияние можно оценить через дополнительный эквивалентный аддитивный шум (помеха декорреляции), уровень которого растет с

уменьшением коэффициента взаимной корреляции между сигналами в каналах приема.

Актуальной является проблема разработки и апробации алгоритмов цифровой обработки эхосигналов ИГБО с целью повышения точности вычисления интерферометрической разности фаз по отношению к известным методам, описанным в [2, 5].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Общий принцип вычисления рельефа морского дна с помощью систем ИГБО приведен в ряде работ [2, 5] и поясняется на рис. 1. Для вычисления рельефа морского дна с помощью интерферометрических систем используются, как минимум, две приемные антенны [2]. Приемопередающую антенну 1 будем условно называть опорной, приемную антенну 2 – рабочей. Приемопередающая антенна излучает зондирующий сигнал. Антенны 1 и 2 принимают эхо-сигналы от участков морского дна. Элемент разрешения морского дна описывается дальностью до него R и направлением φ на него. Дальность однозначно связана с запаздыванием $\tau = 2R/V$, где V – скорость распространения звука и, следовательно, рельеф дна описывается функцией $\varphi(\tau)$ для каждой строки съемки [2].

Антенны ИГБО устанавливаются на подвижный носитель. Диаграмма направленности антенн имеет ширину $60^\circ \dots 80^\circ$ в вертикальной плоскости и $1^\circ \dots 3^\circ$

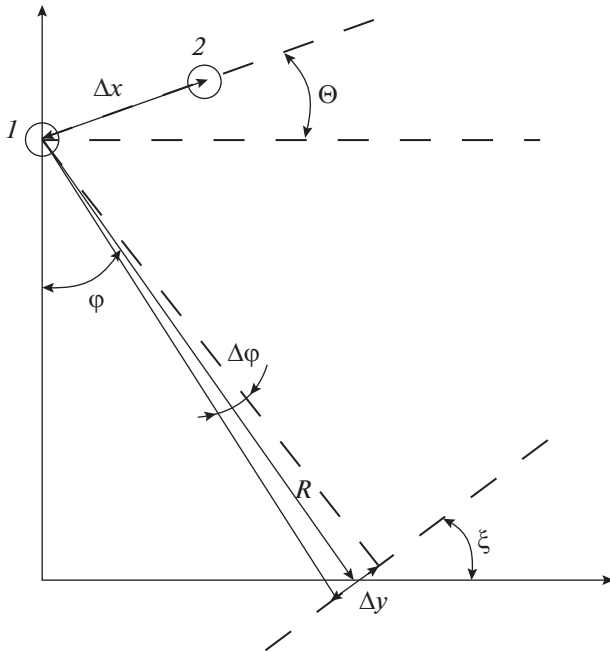


Рис. 1. Геометрия измерений интерферометрических систем: 1 – приемопередающая антенна, 2 – приемная антенна.

вдоль линии движения носителя, что позволяет формировать построчное картирование рельефа дна. Для максимального бокового обзора дна апертура антенной системы ИГБО наклоняется на угол θ . Предполагается, что используется зондирующий сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с центральной частотой f_0 , длительностью T_c и девиацией частоты ΔF .

Общая теория оценок параметров сигналов при наличии помех определяет их оптимальную обработку в виде согласованной фильтрации с опорным сигналом, представляющем решение интегрального уравнения Фредгольма с ядром функции корреляции канального шума [6]. Решение этого уравнения содержит линейный член относительно зондирующего сигнала, а также аддитивные члены в виде функционалов от зондирующего сигнала [6, 7]. В приложениях и теоретических исследованиях, как правило, используется согласованная фильтрация только для линейного члена, что существенно упрощает реализацию решения задач оценок параметров сигналов, в частности, решение рассматриваемой задачи оценивания интерферометрической разности фаз канальных эхо-сигналов. В соответствии с этим сигналы с антенн 1 и 2 поступают на фильтры, согласованные с ЛЧМ-сигналом.

Отражающую поверхность будем считать шероховатой. Для такой поверхности в работе [3] приведена в общем виде модель отраженных сигналов. Используя результаты этой работы, для

комплексных огибающих сигнальных $\dot{Z}_1(t)$ и $\dot{Z}_2(t)$ на выходе согласованных фильтров в случае однозначной поверхности (функции $\varphi(\tau)$), находящейся в дальней зоне, получаем следующие соотношения [4]:

$$\dot{Z}_1(t) = \int \dot{h}(\tau) \dot{\rho}_s(t - \tau) \exp(-j2\pi f_0 \tau) d\tau, \quad (1)$$

$$\dot{Z}_2(t) = \int \dot{h}(\tau) \dot{\rho}_s\left(t - \tau + \frac{\Delta x}{V} \beta(\tau)\right) \times \exp\left(-j2\pi f_0 \left(\tau - \frac{\Delta x}{V} \beta(\tau)\right)\right) d\tau. \quad (2)$$

Здесь Δx – база антенн, $\dot{\rho}_s(t)$ – нормированная автокорреляционная функция (АКФ) комплексной огибающей зондирующего сигнала; $\dot{h}(\tau)$ – коэффициент, характеризующий отражающие свойства поверхности и дополнительные эффекты, возникающие при распространении звуковых волн; $\beta(\tau)$ – координатная функция, связанная с направлением на источник сигнала $\varphi(\tau)$ соотношением

$$\beta(\tau) = \sin[\theta - \varphi(\tau)].$$

В соотношениях (1), (2) для шероховатой поверхности функция $\dot{h}(\tau)$ полагается реализацией комплексного нормального случайного процесса с нулевым средним [3].

Полный сигнал на выходе согласованных фильтров представляет собой сумму сигнальной составляющей и аддитивного шума

$$\dot{Y}_1(t) = \dot{Z}_1(t) + \dot{n}_1(t),$$

$$\dot{Y}_2(t) = \dot{Z}_2(t) + \dot{n}_2(t).$$

Здесь $\dot{n}_1(t)$, $\dot{n}_2(t)$ – помеховые составляющие, содержащие аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), коррелированный шум флуктуационной многолучевости эхо-сигналов, помехи декорреляции.

Разность фаз сигналов ИГБО вычисляется с использованием выражения

$$\varepsilon(\tau) = \arg(\dot{Y}_2(t)) - \arg(\dot{Y}_1(t)). \quad (3)$$

Здесь $\arg(\dot{Y})$ – фаза случайной величины \dot{Y} .

Точность вычисления разности фаз $\varepsilon(\tau)$ определяется значением сигнал/помеха на входе ИГБО и факторами декорреляции, возникающими при несоблюдении условия пространственно-временной узкополосности эхо-сигналов ИГБО [4].

В данной работе рассматриваются предлагаемые методы обработки сигналов $\dot{Y}_2(t)$, $\dot{Y}_1(t)$, которые перспективны для использования при вычислении разности их фаз $\varepsilon(\tau)$ с целью повышения точности ее вычисления: на основе коррекции времени дискретизации сигналов в каналах ИГБО и на

усреднении функционалов сигналов вдоль линии зондирования.

2. МЕТОД КОРРЕКЦИИ ВРЕМЕНИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ ИГБО

При применении цифровой обработки сигналов в каналах приема ИГБО выборочные отсчеты отраженного сигнала берутся с заданной частотой дискретизации. Разность фаз между сигналами в каналах приема ИГБО вычисляют, используя отсчеты с выходов согласованных фильтров. При большой базе интерферометра возникают декорреляционные эффекты [4]. Снизить их влияние можно, применяя коррекцию времени взятия отсчетов в каналах ИГБО. При этом требуется вычисление отсчетов сигналов на выходе согласованных фильтров с вариацией времени дискретизации, что обуславливает необходимость решения задачи интерполяции с использованием отсчетов с заданной частотой дискретизации.

Задача интерполяции относится к классу некорректных задач, решение которых основывается на использовании дополнительной информации количественного или качественного характера [8]. Информация качественного характера (например, гладкость решения) задает решения на основе регуляризирующего оператора Тихонова, частным случаем которого является фильтрация Виннера–Колмогорова [6]. Информация количественного характера задает квазирешения, основанные на ограничении решений, например, интерполяцией полиномами [9].

Исходя из возможностей современной цифровой техники, диапазона и ширины частотной полосы сигналов ΔF , применяемых в гидроакустике [2, 5], рассмотрим эффективность увеличения частоты дискретизации сигнала при использовании интерполяции многочленом первой степени (ступенчатая и линейная интерполяции на основе двух интерполирующих отсчетов). Эти виды интерполяции наиболее простые для реализации и теоретического анализа без привлечения теории фильтрации.

Пусть из стационарного случайного комплексного сигнала $\dot{Y}(t)$ с мощностью σ_Y^2 на выходе

согласованного фильтра производятся равномерные выборки $\dot{Y}(nT_g)$ с интервалом T_g . Ступенчатая интерполяция осуществляется с использованием правила:

$$\hat{Y}(nT_g + \tau) = \dot{Y}(nT_g), \quad (4)$$

где $|\tau| \leq T_g/2$.

Средняя относительная погрешность при применении этого вида интерполяции определяется как

$$L(\tau) = \frac{\sqrt{\langle |\Delta \dot{Y}(\tau)|^2 \rangle}}{\sigma_Y} = \frac{\sqrt{\langle |\hat{Y}(nT_g + \tau) - \dot{Y}(nT_g)|^2 \rangle}}{\sigma_Y} = \sqrt{2(1 - \text{Re}(\hat{\rho}_Y(\tau)))}. \quad (5)$$

Здесь $\hat{\rho}_Y(\tau) = \langle \dot{Y}(t)\hat{Y}^*(t + \tau) \rangle / \sigma_Y^2$ – нормированная автокорреляционная функция ($\hat{\rho}_Y(0) = 1$); знак $\langle \rangle$ – усреднение по реализациям; $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение. Функция $L(\tau)$ (5) симметрична относительно $\tau = 0$.

Для реализаций $\dot{Y}(t)$, соответствующих зондирующим сигналам с равномерной плотностью мощности огибающей в полосе частот $|f| \leq \Delta F/2$ и равной нулю вне этой полосы, справедливо соотношение

$$\rho_Y(\tau) = \frac{\sin(\pi \Delta F \tau)}{\pi \Delta F \tau}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), имеем

$$L = \sqrt{2 \left(1 - \frac{\sin(\pi b \zeta)}{\pi b \zeta} \right)},$$

где $b = \Delta F T_g$, $\zeta = \tau / T_g$.

При применении линейной интерполяции оценка аппроксимируемого отсчета линейной интерполяции $\hat{Y}(nT_g + \tau)$ осуществляется с использованием правила

$$\hat{Y}(nT_g + \tau) = \dot{Y}(nT_g) + \frac{\tau(\dot{Y}((n+1)T_g) - \dot{Y}(nT_g))}{T_g}. \quad (7)$$

Средняя относительная погрешность в этом случае задается соотношением

$$L(\tau) = \sqrt{2[1 - \rho_Y(\tau)] - 2 \frac{\tau}{T_g} [1 + \rho_Y(T_g - \tau) - \rho_Y(T_g) - \rho_Y(\tau)] + 2 \left(\frac{\tau}{T_g} \right)^2 [1 - \rho_Y(T_g)]}, \quad (8)$$

где $0 \leq \tau \leq T_g$, функция $L(\tau)$ (8) симметрична относительно $\tau = T_g/2$.

На рис. 2 представлены зависимости погрешностей интерполяции от относительного смеще-

ния ζ для ступенчатой и линейной интерполяции, вычисленные с использованием соотношений (5), (6) и (8).

Погрешность интерполяции можно рассматривать как дополнительную помеху, которая сни-

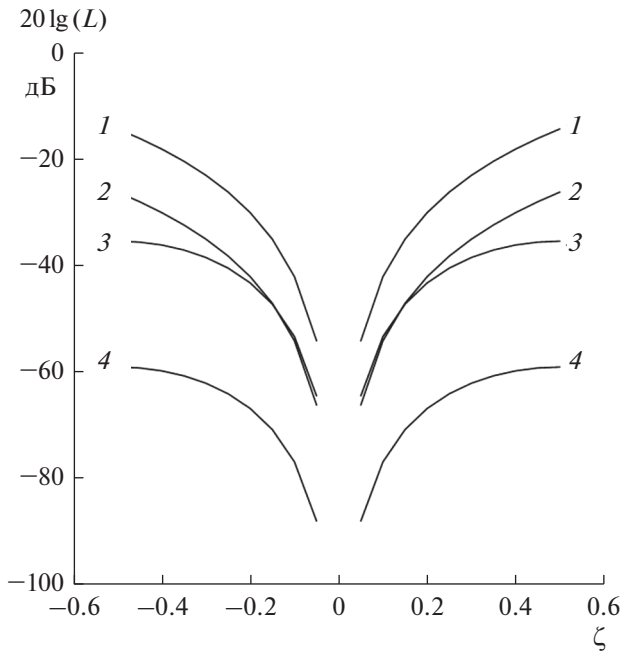


Рис. 2. Зависимости погрешности ступенчатой (1, 2) и линейной (3, 4) интерполяции от относительного смещения ζ , вычисленные для частоты дискретизации $2\Delta F$ (1, 3) и $4\Delta F$ (2, 4).

жает общее отношение сигнал/помеха при обработке сигналов ИГБО. Из рис. 2 видно, что для ступенчатой интерполяции при сдвиге на интервал $\tau = T_g/2$ для частоты дискретизации $2\Delta F$ эквивалентное отношение сигнал/помеха за счет помехи аппроксимации не менее 14 дБ, при увеличении частоты дискретизации это отношение увеличивается и для частоты $4\Delta F$ не менее 26 дБ. Линейная аппроксимация является более эффективной по отношению к ступенчатой аппроксимации относительно мощности помехи аппроксимации – в этом случае при $\tau = T_g/2$ для частоты дискретизации $2\Delta F$ отношение сигнал/помеха за счет помехи аппроксимации не менее 35 дБ, при частоте дискретизации $4\Delta F$ не менее 60 дБ.

3. МЕТОД УСРЕДНЕНИЯ СИГНАЛОВ ИГБО

При увеличении наклонной дальности влияющие факторы декорреляции вдоль линии зондирования ИГБО уменьшаются [4], при этом за счет пространственного распространения сигналов уменьшается отношение сигнал/помеха. Повышение значений сигнал/помеха при вычислении интерферометрической разности фаз возможно путем накопления сигнальной составляющей ИГБО вдоль линии зондирования.

Пусть $\dot{Y}_1(l)$, $\dot{Y}_2(l)$ – последовательность пар отсчетных значений на выходе согласованных фильтров ИГБО, разнесенных по времени запаздывания:

$$\dot{Y}_1(l) = \dot{Z}_1(lT_g) + \dot{n}_1(lT_g),$$

$$\dot{Y}_2(l) = \dot{Z}_2(lT_g) + \dot{n}_2(lT_g).$$

Полагаем, что отсчеты сигналов $\dot{Y}_2(l)$ в антенне 2 скорректированы по времени по отношению к отчетам $\dot{Y}_1(l)$. Сигнальные и помеховые компоненты – комплексные гауссовские случайные величины с нулевыми средними и дисперсиями σ_Z^2 и σ_N^2 соответственно. Полагаем также, что сигнальные и помеховые компоненты в парах статистически независимы, при условии $l_0 \leq l \leq l_0 + L$ координатная функция $\beta(t)$ и, соответственно, фаза $\epsilon(t)$ постоянны. При этих условиях известен квазиоптимальный алгоритм оценки разности фаз сигналов ИГБО [10]:

$$\hat{\epsilon} = -\arg \sum_{l=l_0}^{l=l_0+L} \dot{Y}_1(l)\dot{Y}_2^*(l). \quad (9)$$

Отношение мощностей сигнальной S и помеховой компонент P в (9) определяется соотношением

$$\frac{S}{P} = (L+1) \frac{\sigma_Z^4}{\sigma_N^4 + 2\sigma_Z^2\sigma_N^2}. \quad (10)$$

Таким образом, при увеличении длительности L пропорционально увеличиваются также значения S/P , что определяет повышение точности оценивания интерферометрической разности фаз $\hat{\epsilon}$.

Алгоритм (9) определяет метод обработки сигналов ИГБО с накоплением. Принятые условия относительно функционирования алгоритма являются достаточно проблематичными. Например, постоянство координатной функции при изменении запаздывания (расстояния) выполняется лишь в случае совпадения наклона зондируемого участка поверхности с направлением на антенную систему. Вместе с тем рассматриваемый алгоритм с накоплением при некоторых дополнительных условиях является эффективным. Ниже приведены общие положения, доказывающие это утверждение.

Аппроксимируем $\epsilon(l) = 2\pi\beta(l)X/\lambda$ линейной модельной зависимостью

$$\epsilon(l) = \epsilon_0 + \Delta\epsilon(l - l_0); \quad l_0 \leq l \leq l_0 + L. \quad (11)$$

Здесь ϵ_0 , $\Delta\epsilon$ – параметры модели.

В этом случае имеем

$$\left\langle \sum_{l=l_0}^{l=l_0+L} Y_1(l)Y_2^*(l) \right\rangle = \tag{12}$$

$$= \sigma_z^2 \exp(-j(\epsilon_0 + \Delta\epsilon L/2)) \frac{\sin \Delta\epsilon(L+1)/2}{\sin \Delta\epsilon/2}.$$

В предположении $\Delta\epsilon/2 \ll 1$ и счетов статистической независимости разнесенных пар отсчетов справедливо условие – дисперсия случайной помеховой компоненты в сумме (9) будет такая же, как при постоянной $\epsilon(l)$. В этом случае отношение сигнал/помеха вычислим по формуле

$$\frac{S}{P} \cong (L+1) \frac{\sigma_z^4}{\sigma_N^4 + 2\sigma_z^2\sigma_N^2} \left(\frac{\sin \Delta\epsilon(L+1)/2}{\Delta\epsilon(L+1)/2} \right)^2. \tag{13}$$

Если приращение фазы на интервале усреднения будет большим, то по отношению к (10) наблюдается проигрыш в отношении S/P , но если приращение фазы на участке удовлетворяет условию $\Delta\epsilon(L+1) \leq \pi/2$, то проигрыш (13) по сравнению с (10) составляет не более 1 дБ.

Таким образом, накопление может значительно повысить соотношение сигнал/помеха при вычислении разности фаз сигналов ИГБО. Однако применение его на практике требует разработки рекомендаций по выбору интервалов накопления. Интервал накопления зависит от скорости изменения фазы ϵ и, соответственно, координатной функции β в зависимости от задержки lT_g . Задержка, в свою очередь, пропорциональна дальности до отражающего участка. На первом этапе обработки относительно координатной функции можно принять наиболее правдоподобную гипотезу в виде горизонтальной отражающей поверхности, расположенной на глубине, определяемой по моменту первого обнаружения эхо-сигналов. Рассмотрим количественные соотношения для принятия этой гипотезы.

Пусть $t = lT_g$ – время задержки, а $t_0 = l_0T_g$ – момент первого обнаружения, определяемый по яркостной картине. Для горизонтальной поверхности $\cos \varphi = t_0/t$ производная координатной функции по задержке имеет вид

$$\frac{d\beta}{dt} = -\frac{1 \cos^2 \varphi}{t_0 \sin \varphi} \cos(\theta - \varphi). \tag{14}$$

Приращение фазы ϵ за интервал времени $\Delta\tau = LT_g$ пропорционально производной. Допустимый интервал накопления $L(l)$ определяем как интервал, при котором приращение достигает некоторого значения (приращение может достигать величины $\pi/2$ и более). С учетом отклонения гипотетической координатной функции от истинной

приращение задается меньшим $\pi/2$. Задавая значение приращения $\pi/4$ для горизонтальной поверхности, определяем соотношение для допустимого интервала накопления:

$$L(l) = \frac{1}{8} \frac{\lambda}{X} \frac{l_0}{p(\varphi)}, \tag{15}$$

где $p(\varphi)$ – множитель при $-1/t_0$ в соотношении (14).

При значениях $l \approx l_0$ интервалы накопления незначительны, т.е. накопление в этом случае нецелесообразно. Вместе с тем при интервале дискретизации, меньшем разрешающей способности по задержке ($1/\Delta F$), допустимо усреднение на начальном участке на временном интервале длиной $L = 1/(\Delta FT_g)$.

Из (15) следует, что интервал накопления существенно увеличивается с увеличением угла φ . Так, при $\varphi = 80^\circ$ интервал накопления можно увеличить в 70 раз по сравнению с углом в 20° . Учитывая, что с увеличением угла увеличивается дальность и, соответственно, затухание, увеличение интервала накопления частично компенсирует затухание. Реализация этого полезного свойства осуществляется с помощью переменного интервала накопления, увеличивающегося с увеличением номера отсчета l . При этом интервал накопления определяется как интервал, на котором гипотетическая фаза изменяется на некоторую заданную величину, например $\pi/8$.

В целом алгоритм с накоплением осуществляет некоторое сглаживание поведения фазы в зависимости от задержки, внося при этом некоторые систематические погрешности и снижая погрешности, обусловленные аддитивной помехой. Поэтому для исключения систематической погрешности при хорошем отношении сигнал/помеха, т.е. при малых дальностях, интервал накопления нужно брать минимальным, равным $1/(\Delta FT_g)$. При большой дальности до поверхности морского дна погрешности за счет аддитивной помехи могут оказаться чрезвычайно высокими и возникнет необходимость увеличения интервала накопления.

4. АППРОБАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ

Проверка эффективности рассматриваемых методов обработки зондирующих сигналов выполнена с использованием экспериментальных данных. На основе этих данных вычислены разности фаз сигналов ИГБО, представленные в виде полутонового изображения с использованием гипотезы слабопересеченного рельефа. Экспериментальные данные были получены для параметров ИГБО: размер антенной базы $\Delta x/\lambda = 17$, где λ – длина волны зондирующего сигнала; цен-

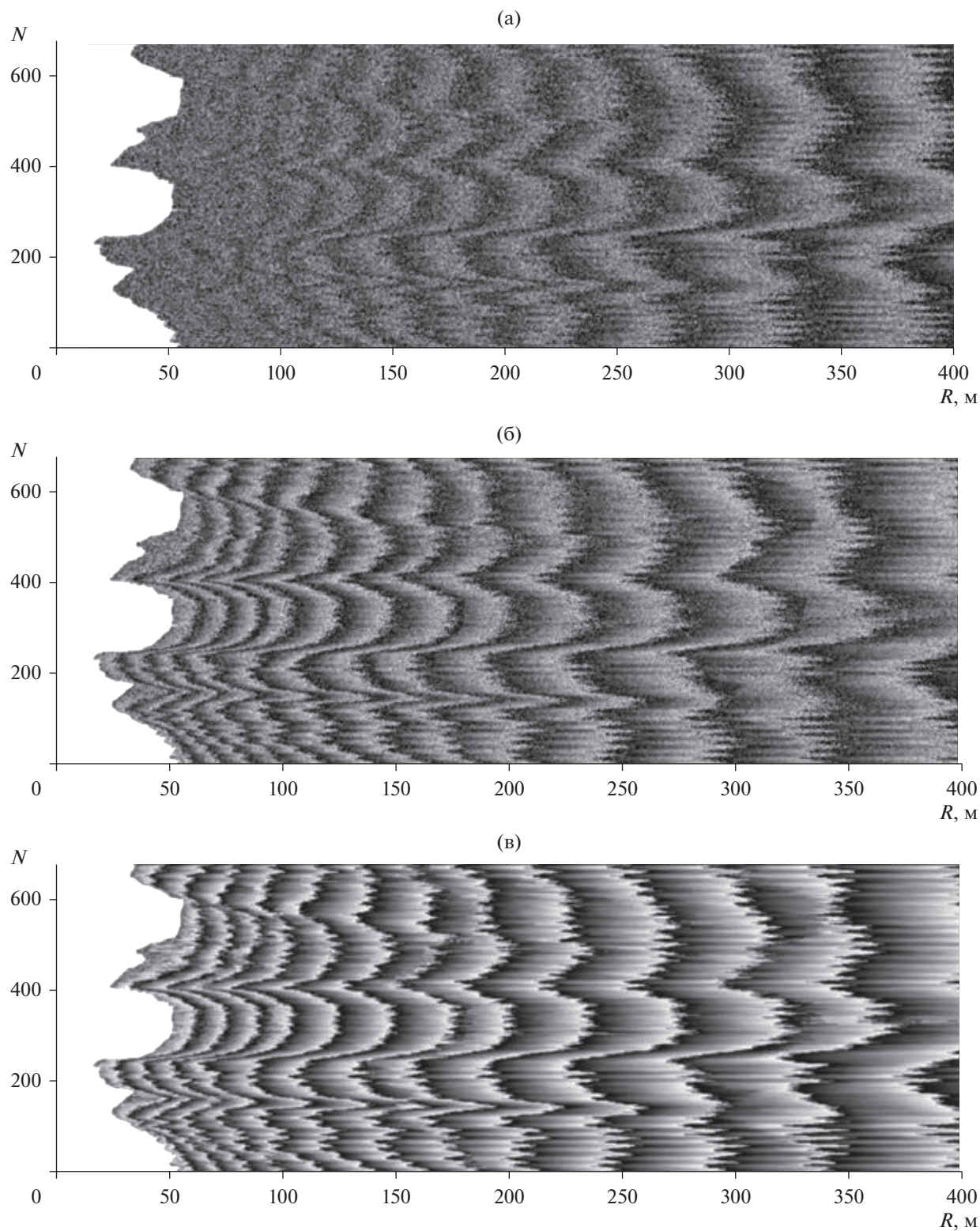


Рис. 3. Разность фаз сигналов в каналах ИГБО, полученная без использования коррекции и накопления (а), с использованием алгоритма коррекции времени выборки и без накопления (б), с использованием алгоритмов коррекции и накопления (в); R – наклонная дальность от антенны ИГБО до поверхности морского дна, N – номер линии зондирования ИГБО.

тральная частота сигнала f_0 равна 70 кГц; ширина полосы частот $\Delta F = 8$ кГц; ориентировочная глубина 100 м. При выборе переменных интервалов накопления предполагалось, что набег фазы ε не превышал $\pi/8$. Учитывая, что при переходе к координатной функции осуществляется деление на 2π и на размер антенной базы, такой допуск представляется вполне приемлемым.

На рис. 3а представлена разность фаз сигналов в каналах ИГБО, построенная в виде полутонного изображения, вычисленная без использования коррекции времени дискретизации сигналов и усреднения вдоль линии зондирования. На рис. 3б представлена разность фаз сигналов в каналах ИГБО, вычисленная с использованием коррекции времени дискретизации (использовалась коррекция моментов взятия отсчетов). На рис. 3в представлена разность фаз сигналов в каналах ИГБО, вычисленная с использованием коррекции временной дискретизации сигналов и усреднением вдоль линии зондирования. Отметим, что для исключения ошибок за счет действия гиросtabilизации антенн последняя не функционировала, поэтому влияние качки и вертикальных перемещений носителя явно видны на фазограммах.

Из рис. 3а–3в видно, что в предположении слабопересеченного рельефа морского дна и без использования информации от датчиков гиросtabilизации носителя предложенные алгоритмы существенно уменьшают шумовую составляющую на полутонном изображении интерферометрической разности фаз сигналов ИГБО.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате теоретического анализа разработаны и обоснованы методы оценивания разностей фаз канальных сигналов интерферометрического гидролокатора бокового обзора, применение которых существенно повышает точность производимых оценок. Предлагаемые методы и разработанные алгоритмы цифровой обработки канальных сигналов при оценивании разностей их фаз основаны на коррекции времени дискретизации сигналов в каналах ИГБО, а также на когерентном усреднении сигналов вдоль линии зондирования в предположении стационарности акустических каналов пространства.

Эффективность рассмотренных алгоритмов подтверждена экспериментально при обработке реальных сигналов ИГБО. Реализация предложенных алгоритмов зависит от конкретной, априорно неизвестной координатной функции β [4] и от функционирования датчиков гиросtabilизации носителя.

Для учета однозначности реальной координатной функции можно предложить ИГБО с тремя и более антеннами, где одна база интерферометра будет удовлетворять условию пространственно-временной узкополосности и использоваться для приближенной и однозначной оценки координатной функции, остальные – для увеличения детальности картирования дна. Развитие этого направления составляет перспективное исследование для теории и практических приложений систем ИГБО.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (№ 0030-2019-0008).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разманов В.М., Кривцов А.П., Долотов С.А. // РЭ. 2006. Т. 51. № 1. С. 58.
2. Каевицер В.И., Разманов В.М. // Радиотехника. 2005. № 12. С. 9.
3. Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шкварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в каналах с рассеянием. М.: Радио и связь, 1989.
4. Каевицер В.И., Смольянинов В.М., Смольянинов И.В. // РЭ. 2020. Т. 65. № 8. С. 798.
5. Каевицер В.И., Разманов В.М., Кривцов А.П. и др. // Радиотехника. 2008. № 8. С. 35.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 2004.
7. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978.
8. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979.
9. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. М.: Бинум; Лаборатория знаний, 2020.
10. Каевицер В.И., Назаров Л.Е., Смольянинов В.М., Смольянинов И.В. // РЭ. 1995. Т. 40. № 1. С. 6.