

УДК 542.34

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ СКОРОСТИ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОМ МОРЕ

© 2016 г. Г. Н. Кузнецов*, **, В. М. Кузькин*, **,
С. А. Пересёлков*, **, ***, Д. Ю. Просовецкий****

*Научный центр волновых исследований Института общей физики им. А.М. Прохорова РАН
119991 Москва, ул. Вавилова 38

**Самарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С.П. Королёва
443086 Самара, Московское шоссе 34

***Воронежский государственный университет
394006 Воронеж, Университетская пл. 1

E-mail: skbmortex@mail.ru, kumiov@yandex.ru

E-mail: pereselkov@yandex.ru, prosovetskiy@gmail.com

Поступила в редакцию 06.12.2015 г.

Изложен алгоритм по оценке радиальной составляющей скорости источника звука, основанный на информации о частотных смещениях интерференционных максимумов поля, и рассмотрен вопрос о его помехоустойчивости. Получена предельная оценка для значения входного отношения сигнал/помеха, когда алгоритм работает эффективно. Приведены результаты вычислительного и натурного экспериментов с использованием одиночного приемника и горизонтальной антенны. Проведено сравнение данных экспериментов с аналитическими оценками помехоустойчивости.

Ключевые слова: оценка скорости, частотные смещения, интерференционная картина, волноводная дисперсия, мелкое море, одиночный приемник, горизонтальная антенна, помехоустойчивость, вычислительный и натурный эксперименты.

DOI: 10.7868/S0320791916050105

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из аспектов проблемы освещения подводной обстановки в пассивном режиме является определение скорости источника звука. При высоком уровне помехи и неточной модели волновода традиционные методы решения задачи [1, 2] становятся малоэффективными. Продвижением в этом направлении может стать подход, основанный на эффекте частотных смещений интерференционных максимумов поля, вызванных изменением условий распространения [3].

Частные задачи локализации источника с использованием частотных смещений обсуждались в ряде работ. Так, в рамках вычислительного эксперимента в [4] продемонстрировано восстановление радиальной составляющей скорости источника; в [5] проиллюстрирована возможность регистрации частотных смещений при движении шумового источника; в [6, 7] выполнены оценки расстояния до источника; в [8] рассмотрено формирование диаграммы направленности антенны. В [9–13] показана плодотворность подхода к решению обратных и прямых задач в акустике океана, основанного на информации о частотных

смещениях максимумов волнового поля, вызванных океаническими неоднородностями.

Данная работа является развитием [4]. Представлены результаты теоретического анализа, вычислительного и натурного экспериментов в области низких частот по оценке радиальной составляющей скорости источника на фоне помехи с использованием одиночного приемника и горизонтальной линейной антенны. Рассмотрена помехоустойчивость метода.

2. АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СКОРОСТИ ИСТОЧНИКА

Суть интерференционного метода по определению радиальной составляющей скорости источника состоит в следующем. Принимаются реализация сигнала и помехи, и определяются их спектры. Сигнал может носить как регулярный, так и случайный характер. Спектр сигнала характеризуется частотными масштабами изменчивости, обусловленными межмодовой дисперсией. При движении источника на плоскости расстояние (время)—частота этот эффект проявляется в виде локализованных интерференционных полос

максимумов спектральной интенсивности, наклон которых определяется волноводной дисперсией, углом траектории и скоростью источника. За время наблюдения проводится накопление принимаемых спектров по различным направлениям и разным частотам в пределах ширины интерференционной полосы. Положение главного максимума функционала, реализующего траекторное накопление, принимается за оценку радиальной составляющей скорости источника. При значениях входного отношения сигнал/помеха, когда максимум формируется при накоплении вдоль интерференционных полос, его положение, если пренебречь тангенциальной составляющей скорости, приходится на значение радиальной составляющей скорости источника. Данный подход не вытекает непосредственно из строгой математической задачи синтеза оптимального алгоритма, а лишь использует особенности формирования интерференционной картины волнового поля в океанических волноводах.

В отсутствие помехи изложим алгоритм применительно к приему сигнала одиночным приемником и горизонтальной линейной антенной. Геометрия задачи показана на рис. 1. Источник движется по прямолинейной траектории. Приемники антенны, расположенные с периодом d , обозначим символами $Q_i, i = 1, 2, \dots, I$. Положение точечного источника на момент времени t_j обозначим $S_j, j = 1, 2, \dots, J$. В начальный момент времени $t_1 = 0$ источник расположен в точке S_1 . Время наблюдения $t_j = T$. Расстояние между приемником Q_i и источником на момент t_j обозначим $r_{ij} = r_i(t_j)$, а дистанцию, проходимую источником за интервал времени $t_j, - \rho_j = vt_j$.

2.1. Одиночный приемник

Условимся, что сигнал источника S_j принимается приемником Q_1 . Частотный сдвиг $\delta\Omega$ за время t_j можно представить в виде

$$\delta\Omega(t_j) = \beta\Omega_1 \frac{\delta r_1(t_j)}{r_{11}}, \tag{1}$$

где (Ω_1, r_{11}) – начальное расположение наблюдаемого локального максимума поля; $\delta r_1(t) = r_1(t) - r_{11}$ и $\delta\Omega(t) = \Omega(t) - \Omega_1$ – приращения расстояния и частоты за время t , отвечающие сдвигу отслеживаемого максимума; β – интерференционный инвариант [3]. Учитывая, что с точностью до квадратичного члена малости ρ^2/r_{11}^2

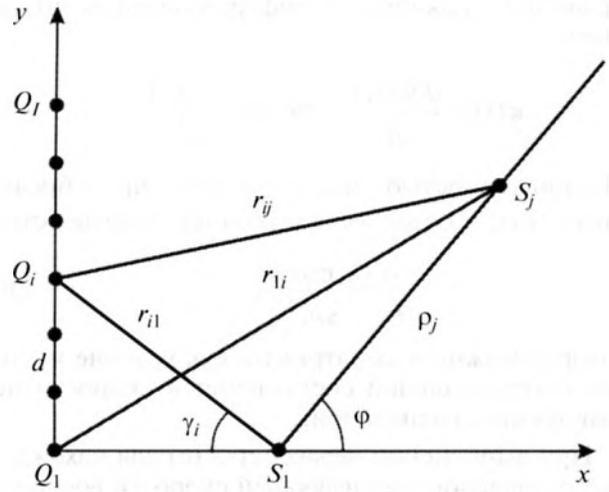


Рис. 1. Геометрия задачи: Q_i – i -й приемник горизонтальной антенны; S_j – положение точечного источника на момент времени t_j ; $Q_i S_j = r_{ij}$; $S_1 S_j = \rho_j$. Точками показаны элементы горизонтальной антенны, d – расстояние между соседними элементами.

разность расстояний от точки наблюдения до положения источника (рис. 1)

$$r_1(t) - r_{11} = \rho(t) \left[\cos \phi + \rho(t) \sin^2 \phi / 2r_{11} \right], \tag{2}$$

выражение (1) можно записать как

$$\Omega(t) = \Omega_1 + \beta\Omega_1 \times \frac{vt \left[\cos \phi + vt \sin^2 \phi / 2r_{11} \right]}{r_{11}} = \Omega_1 + \delta\Omega(t), \tag{3}$$

так что частотный сдвиг $\delta\Omega(t)$ определяется линейной проекцией $v_x = v \cos \phi$ (радиальная составляющая) и квадратичной проекцией $v_y^2 = (v \sin \phi)^2$ (тангенциальная составляющая) скоростей источника. Следовательно, при перемещении источника интерференционная картина формируется в общем случае “искривленными” локализованными полосами

$$\delta\Omega(t) = b^2 \left(t + \frac{a}{2b^2} \right)^2 - \left(\frac{a}{2b} \right)^2, \tag{4}$$

где $a = \beta\Omega_1 v_x / r_{11}, b^2 = \beta\Omega_1 v_y^2 / 2r_{11}^2$. Увеличение начального расстояния r_{11} и уменьшение скорости v и угла ϕ приводят к снижению “искривленности” полос. В частности, если $\phi = 0$, то полосы описываются линейной зависимостью $\delta\Omega(t) = at$; если $\phi = \pi/2$, тогда $\delta\Omega(t) = b^2 t^2$, и полосы максимально “искривлены”. Согласно (4) угловой ко-

эффицент наклона интерференционных полос равен

$$\kappa(t) = \frac{d\delta\Omega(t)}{dt} = 2b^2 \left(t + \frac{v_x r_{11}}{v_y^2} \right). \quad (5)$$

Искривленностью полос можно пренебречь, считая $\kappa(t) \approx \text{const}$, если выполнено неравенство

$$\frac{\rho}{r_{11}} \ll \frac{\cos \varphi}{\sin^2 \varphi}, \quad (6)$$

которое можно рассматривать как условие малости тангенциальной составляющей скорости по сравнению с радиальной.

При выполнении неравенства (6) для нахождения радиальной составляющей скорости воспользуемся подходом [14], используемым при определении интерференционного инварианта β [3], который в данном случае имеет вид

$$\beta = \frac{r_{11} \kappa}{\Omega_1 v_x}. \quad (7)$$

В частотно-временном окне $-\Delta\omega_2/2 + \omega(t) \leq \omega \leq \omega(t) + \Delta\omega_2/2$, $0 \leq t \leq T$, выделим интерференционную составляющую $w(t, \omega) = p(t, \omega) - \overline{|p(t, \omega)|}$, где $p(t, \omega)$ – поле звукового давления в данный момент времени в зависимости от частоты, т.е. обычный фурье-спектр; $\overline{|p(t, \omega)|}$ – величина $p(t, \omega)$, сглаженная по временным и частотным интерференционным биениям. Вне пределов окна $w(t, \omega) = 0$. Здесь $\omega(t) = 2\pi(\Omega_1 + \beta\Omega_1 v_* t / r_{11})$ – частотный сдвиг при траекторном накоплении вдоль интерференционной полосы (3), v_* – проверочное значение скорости v_x ; $\Delta\omega_2$ – ширина полосы. За оценку u радиальной составляющей скорости v_x принимается положение главного максимума

$$\Phi(v_*) = \int_0^T \int_{\omega(t)-\Delta\omega_2/2}^{\omega(t)+\Delta\omega_2/2} |w(t, \omega)| dt d\omega, \quad (8)$$

т.е. $\max \Phi(v_*) = \Phi(u)$. Алгоритм реализует “когерентное” накопление максимумов спектральной интенсивности вдоль прямолинейных локализованных интерференционных полос, что предполагает в моменты приема смещение спектра колебания. В результате положения спектральных максимумов будут приходиться на одно и то же значение частоты. Другими словами, под “когерентным” накоплением понимается суммирование спектральных максимумов, когда их положения совпадают, что можно рассматривать как “когерентное” накопление по огибающей спек-

тра. Далее при словосочетании – “когерентное” накопление спектральных максимумов вдоль интерференционных полос – слово “когерентное” опускается. Максимум (8) достигается тогда, когда их наклон определяется проекцией скорости v_x источника. Алгоритм позволяет оценивать радиальную составляющую скорости v_x при неизвестном значении угла φ . Если условие (6) не выполняется, то операция (8) приводит к ошибке в оценке v_x , которая возрастает с увеличением времени наблюдения T и угла φ .

2.2. Горизонтальная линейная антенна

Рассмотрим пространственное накопление сигнала с использованием горизонтальной линейной антенны (рис. 1). Примем, что в начальный момент времени t_1 положение интерференционного максимума в приемнике Q_i приходится на значение частоты Ω_1 . Полагая длину антенны $L = (I - 1)d$ малой по сравнению с расстоянием r_{11} , $L \ll r_{11}$, воспользуемся приближением $r_{ij} - r_{11} \approx \approx d_i^2 / 2r_{11}$. Тогда, согласно (1), на момент времени t_1 частотный сдвиг в приемнике Q_i по отношению к приемнику Q_1 равен

$$\delta\Omega_{i1}(t_1) = \frac{1}{2} \beta \Omega_1 \frac{d_i^2}{r_{11}^2}, \quad (9)$$

и для положений интерференционных максимумов в приемниках Q_i получаем

$$\Omega_i(t_1) = \Omega_1 \left(1 + \frac{\beta d_i^2}{2r_{11}^2} \right). \quad (10)$$

Применим к треугольнику $Q_i S_i S_j$ (рис. 1) теорему косинусов и с точностью до квадратичного члена малости ρ_j^2 / r_{11}^2 определим разность расстояний $(r_{ij} - r_{i1})$. Далее воспользуемся соотношением (1) и оценим положение максимума в приемнике Q_i на момент времени t_j относительно момента t_1 . В результате имеем

$$\Omega_i(t_j) = \Omega_i(t_1) + \delta\Omega_i(t_j), \quad (11)$$

где

$$\delta\Omega_i(t_j) = b_i^2 \left(t + \frac{a_i}{2b_i^2} \right)^2 - \left(\frac{a_i}{2b_i} \right)^2 \quad (12)$$

– частотный сдвиг в момент времени t_j по отношению к моменту t_1 . Здесь

$$a_i = \frac{\beta \Omega_1}{r_{11}} \left(1 + \frac{\beta d_i^2}{r_{11}^2} \right) v \cos(\gamma_i + \varphi), \quad (13)$$

$$b_i^2 = \frac{\beta \Omega_1}{2r_{i1}^2} \left(1 + \frac{\beta d_i^2}{r_{i1}^2} \right) v^2 \sin^2(\gamma_i + \varphi), \quad (14)$$

$$\operatorname{tg} \gamma_i = \frac{d_i}{r_{i1}} \approx \gamma_i. \quad (15)$$

Здесь γ_i – угол между нормалью к антенне и направлением на Q_i приемник (рис. 1). Сравнение выражений (11)–(14) с аналогичными выражениями (3), (4) для одиночного приемника показывает, что они сходны по форме и различаются лишь поправками γ_i , вызванными расположением приемников Q_i и Q_1 относительно друг друга. Неравенство $r_{i1} \gg L$ гораздо слабее условия зоны Фраунгофера $r_{i1} \gg L^2/\lambda$ (λ – длина волны), при котором нормальные волны источника можно считать плоскими. Поэтому применимость соотношений (10)–(15) не требует ухода во фраунгоферову зону антенны.

Пространственная обработка заключается в “когерентном” накоплении спектральных пиков по апертуре, что предполагает в приемниках антенны смещение спектра на величину $\delta \Omega_{i1}(t_j) = \Omega_i(t_j) - \Omega_1(t_j)$ относительно приемника Q_1 и их суммирование. В результате на момент времени t_j положения спектральных максимумов во всех приемниках антенны будут приходиться на значения $\Omega_1(t_j)$, соответствующие приемнику Q_1 . При выполнении условия (6), как и в случае одиночного приемника, для восстановления радиальной составляющей скорости источника применим алгоритм (8).

3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АЛГОРИТМА

Спектры Фурье сигнала и помехи, которые обозначим соответственно $p(t, \omega)$ и $n(\omega)$, сосредоточены в полосе $\Delta \omega_1$. Они вычислялись на конечном временном интервале, много большем $2\pi/\Delta \omega_1$. Помеха считается белым шумом с постоянным спектром мощности $N(\omega) = N = \text{const}$. Под отношением сигнал/помеха q_0 (по мощности) на входе одиночного приемника в начальный момент времени t_1 условимся понимать величину

$$q_0 = \frac{\overline{P_0}}{\sigma_0^2}, \quad (16)$$

где

$$\overline{P_0} = \overline{E_0} \Delta \omega_1 / 2\pi \quad (17)$$

– средняя мощность входного сигнала;

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty N(\omega) d\omega = \frac{1}{\pi} N \Delta \omega_1 \quad (18)$$

– дисперсия (средняя мощность) помехи на входе. Средняя энергия сигнала равна

$$\overline{E_0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{|p(t_1, \omega)|^2} d\omega = \frac{1}{\pi} \Delta \omega_1 \overline{|p(t_1, \omega')|^2}, \quad (19)$$

где ω' – некая частота в полосе $\Delta \omega_1$. Черта сверху означает усреднение по ансамблю реализаций. В соответствии с (17)–(19) входное отношение сигнал/помеха (16) представим как

$$q_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \omega_1 \overline{|p(t_1, \omega')|^2}}{N}. \quad (20)$$

Выражением (16) будем пользоваться и при определении отношения сигнал/помеха на выходе алгоритма, понимая под $\overline{P_0}$ и σ_0^2 соответствующие величины при траекторном накоплении. Отметим, что спектры мощности сигнала $G(t, \omega)$ и помехи $N(\omega)$ можно представить как $G(t, \omega) = \overline{|p(t, \omega)|^2} \Delta \omega / 2\pi$, $N(\omega) = \overline{|n(\omega)|^2} \Delta \omega / 2\pi$, где $\Delta \omega$ – полоса, в которой рассматриваются сигнал и помеха.

Средняя энергия сигнала при траекторном накоплении спектральных пиков вдоль интерференционной полосы

$$\overline{E} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left| \sum_{j=1}^J p(t_j, \omega) \right|^2 d\omega, \quad (21)$$

полагая, что спектр мощности сигнала $G(t, \omega)$ в узкой полосе $\Delta \omega_2$ не зависит от момента отсчета t_j , т.е. $\overline{|p(t_j, \omega)|^2} = \overline{|p(\omega)|^2}$, равна

$$\overline{E} = \frac{1}{\pi} J^2 \overline{|p(\omega'')|^2} \Delta \omega_2, \quad (22)$$

так что средняя мощность сигнала есть

$$\overline{P} = \frac{1}{2\pi} \overline{E} \Delta \omega_2 = \frac{J^2}{2\pi^2} \overline{|p(\omega'')|^2} (\Delta \omega_2)^2. \quad (23)$$

Здесь ω'' – некая частота в полосе $\Delta \omega_2$. Мощность помехи равна

$$\sigma^2 = \sum_{j=1}^J \sigma_j^2 = \frac{J}{\pi} N \Delta \omega_2. \quad (24)$$

Используя средние мощности сигнала (23) и помехи (24), можно выразить выходное отношение сигнал/помеха q в соответствии с (16), что дает

$$q = \frac{\overline{P}}{\sigma^2} = \frac{J}{2\pi} \frac{\overline{|p(\omega'')|^2} \Delta \omega_2}{N}. \quad (25)$$

Помехоустойчивость алгоритма будем характеризовать величиной $\theta = q/q_0$. Согласно (20) и (25) имеем

$$\theta = J \frac{\overline{|p(\omega'')|^2} \Delta\omega_2}{\overline{|p(\omega')|^2} \Delta\omega_1}. \quad (26)$$

Пусть в полосе $\Delta\omega_1$ входного сигнала за время наблюдения T содержится W локализованных полос спектральных максимумов. Далее для простоты положим, что значение интенсивности между полосами спектральных максимумов (в минимуме) равно нулю, т.е. видность полос равна единице. Тогда среднюю энергию сигнала $\overline{E_0}$ (19) можно оценить как

$$\overline{E_0} = \frac{W \overline{|p(\omega'')|^2} \Delta\omega_2}{\pi}. \quad (27)$$

Из сравнения выражений (19) и (27) находим

$$\overline{|p(\omega')|^2} \Delta\omega_1 = W \overline{|p(\omega'')|^2} \Delta\omega_2, \quad (28)$$

и выражение для помехоустойчивости (26) принимает вид

$$\theta = \frac{J}{W}. \quad (29)$$

Таким образом, помехоустойчивость алгоритма пропорционально возрастает с увеличением числа отсчетов J и уменьшением числа W локализованных полос. При траекторном накоплении по B интерференционным полосам спектральных максимумов, $B \leq W$, содержащихся в полосе $\Delta\omega_1$, выражение (29) переходит в соотношение

$$\theta = \frac{BJ}{W}. \quad (30)$$

Алгоритм реализует траекторное накопление вдоль одной или нескольких локализованных интерференционных полос, в которых преимущественно сосредоточена энергия сигнала движущегося источника, что подобно “когерентному” суммированию огибающих сигналов с приемников антенны. При выполнении условия (6) оценка радиальной составляющей скорости совпадает с истинным значением. Как следует из (30), помехоустойчивость достигает максимального значения, если число локализованных полос W равно числу полос B , по которым реализуется “когерентное” траекторное накопление,

$$\max \theta = J. \quad (31)$$

Отметим, что в основе приведенного выше анализа помехоустойчивости лежат два допущения: максимальная контрастность интерференционной картины и пренебрежение краевыми эффектами, т.е. вкладом в поле источника интерференционных полос, которые “частично” пред-

ставлены за время наблюдения при движении источника. Это, естественно, должно приводить к завышению и занижению значения помехоустойчивости соответственно. Следовательно, если наблюдаемая интерференционная картина контрастная, т.е. ее видность близка к единице, то теория должна предсказывать заниженные оценки помехоустойчивости.

Если в полосе $\Delta\omega_1$ за время наблюдения T содержится W локализованных полос интерференционных максимумов, то они связаны соотношением

$$\Delta\omega_1 = 2(W\Delta\omega_2 + 2\pi\delta\Omega). \quad (32)$$

Ширину $\Delta\omega_2$ локализованной полосы спектральных максимумов можно оценить из условия, что в пределах ее размера разность фаз между крайними однотипными модами с номерами μ и η не превышает π [13], что дает

$$\Delta\omega_2 = \frac{\pi}{r |dh_{\mu\eta}/d\omega|}. \quad (33)$$

Здесь $h_{\mu\eta} = h_\mu - h_\eta$, h_μ — действительная часть постоянной распространения моды номера μ ; r — расстояние от источника до приемника.

Рассмотрим пример — угол траектории $\varphi = 0$, когда частотный сдвиг $\delta\Omega$ максимален. В этом случае

$$\delta\Omega = \frac{vT}{r(t_1)} \left| \frac{h_{\mu\eta}}{dh_{\mu\eta}/d\omega} \right|, \quad (34)$$

где $r(t_1)$ — расстояние от источника до приемника в начальный момент времени t_1 . Пренебрегая изменением ширины полосы $\Delta\omega_2$ при изменении расстояния r , выражение (32), согласно (33) и (34), можно записать как

$$\Delta\omega_1 = 2\pi \left(\frac{W}{r(t_1) |dh_{\mu\eta}/d\omega|} + \frac{2vT}{r(t_1) |dh_{\mu\eta}/d\omega|} \right). \quad (35)$$

Здесь первое слагаемое определяет ширину полосы входного сигнала в начальный момент наблюдения, а второе — ее уширение в результате движения источника. Величина $\Delta\omega_1$ определяется волновой дисперсией и возрастает с уменьшением начального расстояния $r(t_1)$, с увеличением числа полос W , скорости источника v и времени наблюдения T . Если воспользоваться определениями для пространственного $\chi_{\mu\eta} = 2\pi/|h_{\mu\eta}|$ и частотного $\Lambda_{\mu\eta} = 2\pi/r(t_1) |dh_{\mu\eta}/d\omega|$ периодов биений мод [15], то выражение (35) можно привести к виду

$$\Delta\omega_1 = \Lambda_{\mu\eta} \left(W + 4\pi \frac{vT}{\chi_{\mu\eta}} \right). \quad (36)$$

При приеме на горизонтальную линейную антенну помехоустойчивость возрастает по сравне-

нию с одиночным приемником в I раз, где I – число приемников. Выражение (30), например, представляется как

$$\theta = I \frac{BJ}{W}. \quad (37)$$

Данное соотношение справедливо, если равны спектральные максимумы на выходе приемников антенны. В противном случае помехоустойчивость будет несколько меньше. Преобразуем выражение (37) к соотношению, в котором выходное отношение сигнал/помеха q связано с входным отношением сигнал/помеха q_0 через время накопления и ширину полосы анализа. Число временных точек отсчета $J = T/\delta t$, где δt – временной интервал дискретизации, который должен превышать длительность сигнала, $\delta t \geq \Delta t$. Длительность сигнала $\Delta t \sim 1/\Delta f_1$. Тогда, полагая $\delta t = \Delta t$, из (32) и (37) получаем

$$q = 2IT\Delta f_2 \frac{\Delta f_1}{\Delta f_1 - 2\delta\Omega} q_0, \quad (38)$$

если траекторное накопление реализуется вдоль одной локализованной полосы ($B = 1$), и

$$q = IT\Delta f_1 q_0 \quad (39)$$

при траекторном накоплении по локализованным полосам $B = W$. При выполнении неравенства $\Delta f_1 \gg 2\delta\Omega$ выражение (38) принимает вид

$$q = 2IT\Delta f_2 q_0$$

и выходное отношение сигнал/помеха не зависит от ширины полосы сигнала Δf_1 и частотного сдвига $\delta\Omega$.

Ширина полосы $\Delta\omega$ сигнала источника определяется априорной информацией о вероятных значениях скоростей и угле траектории. При этом предельная помехоустойчивость может быть достигнута двумя способами. В первом случае полоса сигнала разбивается на число зон, в каждой из которых укладывается одна локализованная полоса частотных смещений интерференционных максимумов, и траекторное накопление проводится вдоль них в каждой зоне. Во втором случае, когда в полосе источника содержится несколько локализованных полос, траекторное накопление реализуется по каждой из них. Согласно (38), (39) во втором случае помехоустойчивость выше.

Выражение (30) справедливо при интенсивности помехи, когда осуществимо траекторное накопление вдоль интерференционных полос. По мере увеличения уровня помехи положение главного максимума функционала (8) будет достигаться при траекторном накоплении в направлениях, отличных от направления интерференционных полос, что приводит к погрешности в определении радиальной составляющей скоро-

сти. В качестве условия применимости траекторного накопления вдоль интерференционной полосы примем неравенство

$$q \geq q' = 1/J, \quad (40)$$

рассматриваемое как критерий приемлемой эффективности алгоритма. Критерий основан на предположении, что величины θ и q' связаны “соотношением неопределенности”, при котором увеличение помехоустойчивости неизбежно влечет за собой снижение предельного выходного отношения сигнал/помеха, когда еще возможно “когерентное” траекторное накопление, и наоборот. При этом их произведение должно быть равно величине, определяющей интерференционную картину. Этому требованию, согласно (30), удовлетворяет условие (40). Разумеется, такого рода критерий не является строгим. Общая постановка задачи достаточно сложна и должна основываться на решении статистической экстремальной задачи (8) в присутствии помехи.

Для области значений входных отношений сигнал/помеха q_0 , обеспечивающих надежное предсказание радиальной составляющей скорости источника, из (30) и (37), используя (40), получаем

$$q_0 \geq q'_0 = \frac{W}{BJ^2} \quad (41)$$

в случае одиночного приемника и

$$q_0 \geq q'_0 \geq \frac{W}{BIJ^2} \quad (42)$$

применительно к антенне.

Представленные здесь соображения позволяют составить общую картину изменения оценки u скорости источника по мере снижения входного отношения сигнал/помеха q_0 . При значениях $q_0 < q'_0$ траекторное накопление осуществляется в направлениях, у которых модуль углового коэффициента $|k| \rightarrow 0$, т.е. в направлениях, приближающихся к вертикальным линиям. Это приводит к снижению $|u|$. В предельном случае $q_0 = q''_0$, когда $|k| = 0$, оценка $u = 0$. При дальнейшем возрастании помехи, $q_0 < q''_0$, направления траекторных накоплений для угловых коэффициентов $\pm k$ можно считать равновероятными, и величина u флуктуирует относительно среднего значения $\bar{u} = 0$. Тогда среднеквадратичное отклонение σ_u оценивается как

$$\sigma_u = 2|v_{\max}|/\sqrt{I^2}, \quad (43)$$

где $|v_{\max}|$ – максимальное значение априорной скорости.

Статистическое усреднение приводит, как правило, к повышению точности оценок измеря-

емых величин. Однако в данном подходе выборочное усреднение по ансамблю K независимых случайных реализаций “когерентного” траекторного накопления

$$\overline{u(q_0)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K u_k(q_0), \quad (44)$$

$$\sigma_u^2(q_0) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [u_k(q_0) - \overline{u(q_0)}]^2 \quad (45)$$

не должно улучшать результатов прогноза радиальной составляющей скорости источника. Эта особенность связана с тем, что при выполнении неравенства (6) накопление вдоль интерференционных полос, определяемое условиями (41), (42), дает устойчивую оценку u , близкую к истинному значению v_x , $u = v_x$.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

В качестве модели примем горизонтально-однородный океанический волновод глубиной $H = 200$ м с постоянным по глубине профилем скорости звука $c_1 = 1500$ м/с и однородным поглощающим жидким дном с параметрами: плотность $m = 1.8$ г/см³, скорость звука $c_2 = 1700(1 + i0.01)$ м/с. Приемники Q_i горизонтальной линейной антенны расположены на глубине $z_q = 100$ м. Параметры антенны: число приемников $I = 50$, расстояние между ними $d = 4$ м. Источник на глубине $z_s = 70$ м движется со скоростью $v = 5$ м/с под углами $\varphi = 0$ и $\varphi = 60^\circ$ к нормали антенны (см. рис. 1). В начальный момент времени $t_1 = 0$ расстояние между источником и приемником Q_1 равно $r_{11} = 5$ км. Углы $\varphi = 0$ и $\varphi = 60^\circ$ отвечают модельные значения радиальных составляющих скоростей $v_x = 5.0$ м/с и $v_x = 2.5$ м/с.

Спектры сигнала и помехи сосредоточены в полосе $\Delta f_1 = 125...185$ Гц. Помеха считается белым шумом. Время наблюдения $T = 200$ с. Интервал дискретизации углового коэффициента наклона интерференционных полос $|1/\delta\kappa| = 0.1$ с/Гц. Временной и частотный интервалы дискретизации $\delta t = 10$ с и $\delta f = 1/\delta t = 0.1$ Гц. Интервал дискретизации величины $v_* - \delta v_* = 0.14$ м/с.

Поясним выбор значений дискретизации временного интервала δt . При временном интервале дискретизации $\delta t = 10$ с число независимых точек отсчета за время $T = 200$ с равно $J = T/\delta t = 20$. Ширина интерференционной полосы $\Delta f_2 \approx 4$ Гц (см. рис. 2–5). Для хорошего очерчивания положения интерференционных максимумов, как показывают вычисления, необходимо число точек

$A = 40$, так что частотный интервал дискретизации $\delta f = \Delta f_2/A = 0.1$ Гц. Ему отвечает временной интервал дискретизации $\delta t = 10$ с. С понижением значения δf повышается крутизна функции $\Phi(v_*)$ (8) в окрестности положения главного максимума и уменьшается число точек J . И наоборот, повышение значения δf приводит к размытости положения максимума функции $\Phi(v_*)$ и увеличению числа отсчетов J . Значение $\delta t = 10$ с является неким компромиссом между выбором остроты функции $\Phi(v_*)$, определяющей положение максимума u , и числом отсчетов J при траекторном накоплении. Ширина полосы $\Delta f_1 = 125...185$ Гц выбиралась из условия: априорные значения скорости источника $|v| \leq 10$ м/с. Значению $|v_{\max}| = 10$ м/с в полосе Δf_1 соответствует одна локализованная полоса спектральных максимумов сигнала за время наблюдения $T = 200$ с.

Результаты моделирования представлены на рис. 2–8. Траекторное накопление проводилось вдоль одной интерференционной полосы.

Случайные реализации интерференционной картины и нормированной функции $\Phi(v_*)$, т.е. $\hat{\Phi}(v_*)$, изображены на рис. 2–5. Вертикальным пунктиром отмечены положения главного максимума.

В случае одиночного приемника при “когерентном” траекторном накоплении имеет место один ярко выраженный узкий пик, расположенный в точке $v_* = u$: $u = 5$ м/с для угла $\varphi = 0$ и $u = 2.57$ м/с для угла $\varphi = 60^\circ$ (рис. 2а, 2б и рис. 3а, 3б). Для угла $\varphi = 60^\circ$ погрешность $(u - v_x) = 0.07$ м/с обусловлена нарушением неравенства (6). Увеличение помехи приводит к хаотической интерференционной картине, т.е. к равномерному распределению интенсивности. Тем не менее, даже при малом значении $\sqrt{q_0} = 0.1$ (рис. 2в, 3в), когда полосы не видны, алгоритм эффективен. При дальнейшем уменьшении входного отношения сигнал/помеха (рис. 2г, 3г) помеховые пики начинают превышать истинный пик, обусловленный сигналом, и определение скорости v_x становится невозможным.

При использовании антенны (рис. 4, 5) картина полос такая же, как и у одиночного приемника, однако возможность достоверной оценки проекции скорости v_x сохраняется при меньших входных отношениях сигнал/помеха. Например, при значении $\sqrt{q_0} = 0.02$ (рис. 4в, 5в) имеет место “когерентное” траекторное накопление, в то время как в случае одиночного приемника оно не выполняется (рис. 2г, 3г).

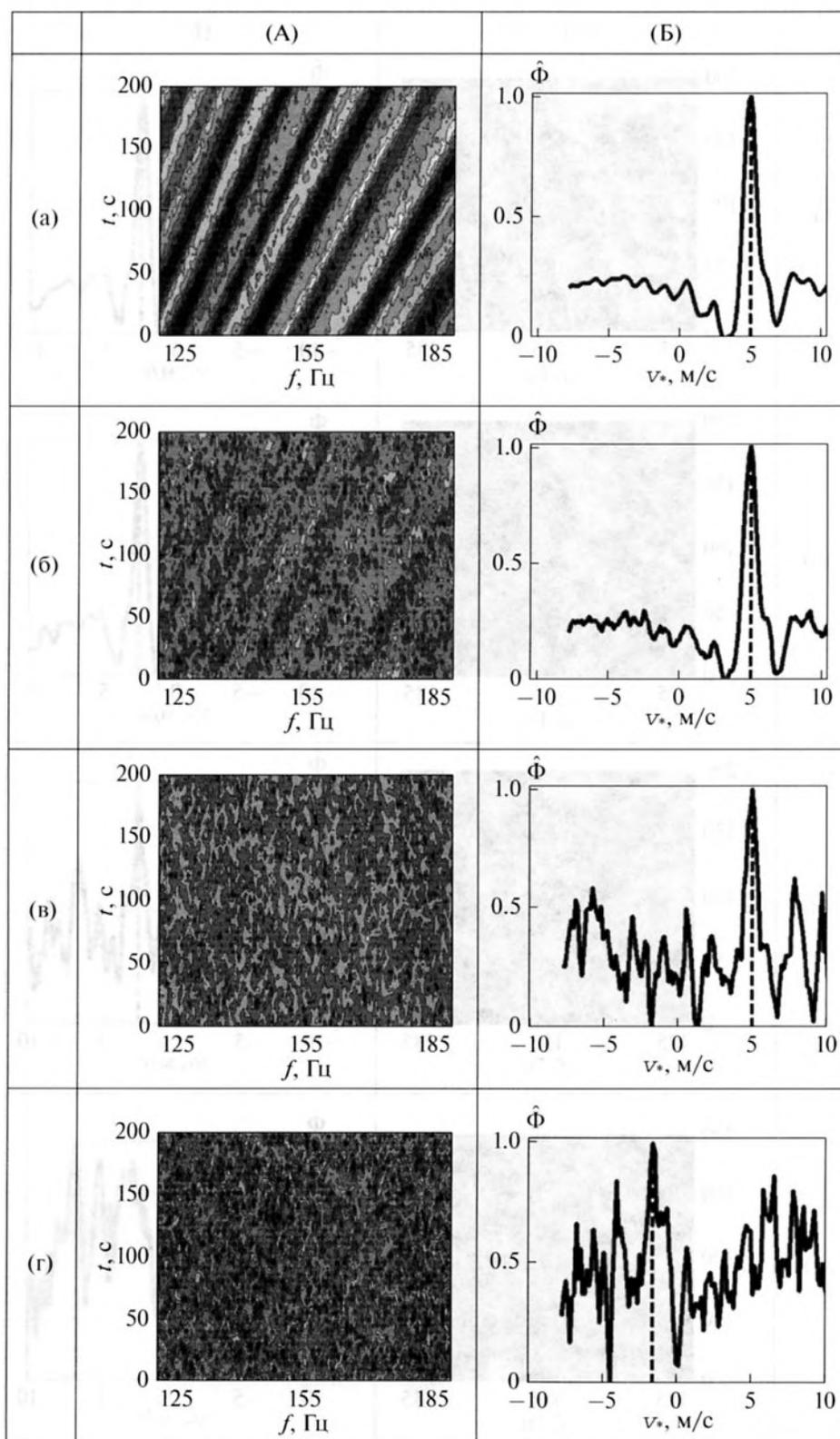


Рис. 2. Столбцы: интерференционная картина (А) и нормированная функция $\hat{\Phi}(v_*)$ (Б) при различных значениях параметра $\sqrt{q_0}$. Строки: $\sqrt{q_0} = 10$ (а), $\sqrt{q_0} = 1.0$ (б), $\sqrt{q_0} = 0.1$ (в), $\sqrt{q_0} = 0.02$ (г). Одиночный приемник. Угол $\varphi = 0$.

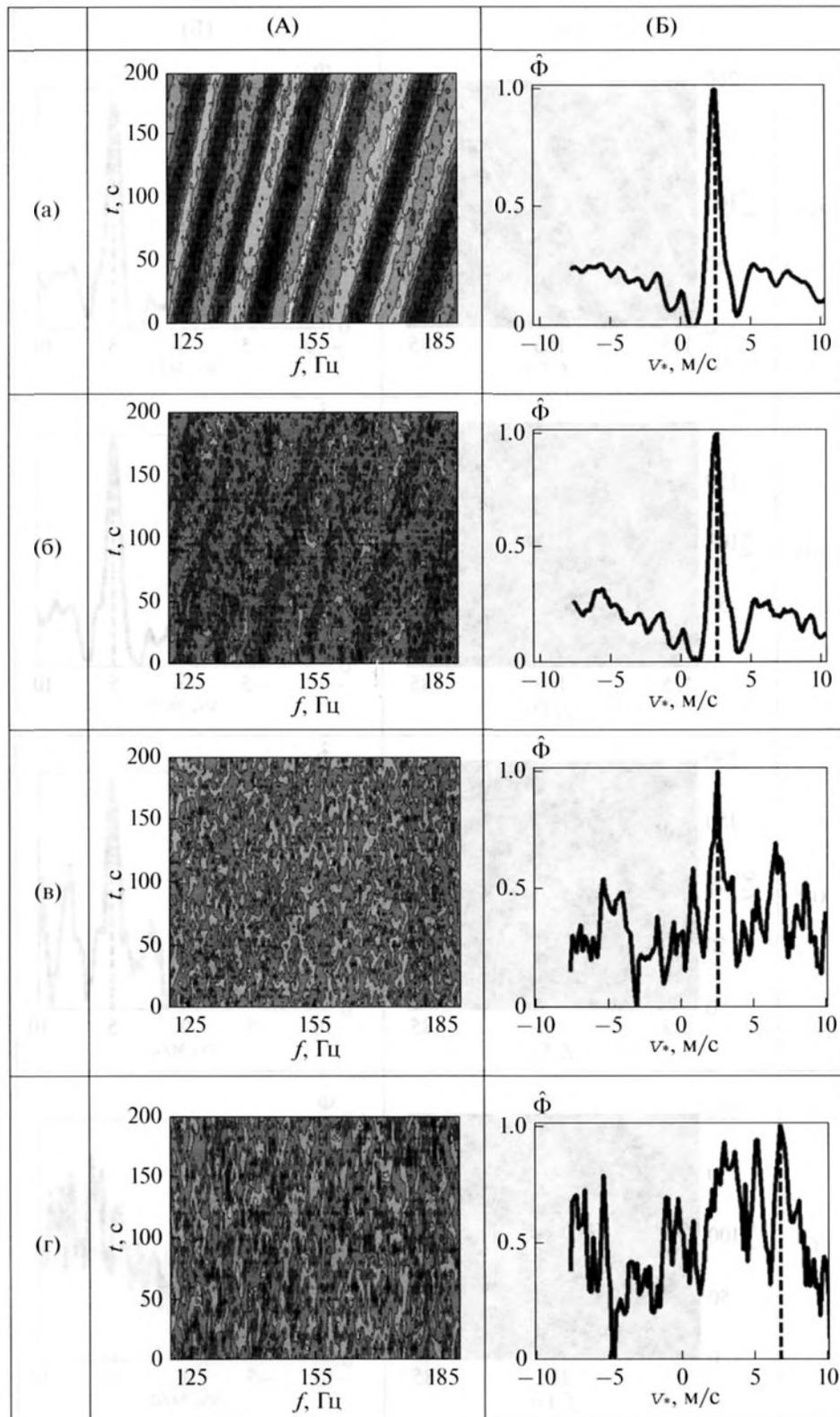


Рис. 3. Столбцы: интерференционная картина (А) и нормированная функция $\hat{\Phi}(v_*)$ (Б) при различных значениях параметра $\sqrt{q_0}$. Строки: $\sqrt{q_0} = 10$ (а), $\sqrt{q_0} = 1.0$ (б), $\sqrt{q_0} = 0.1$ (в), $\sqrt{q_0} = 0.02$ (г). Одиночный приемник. Угол $\varphi = 60^\circ$.

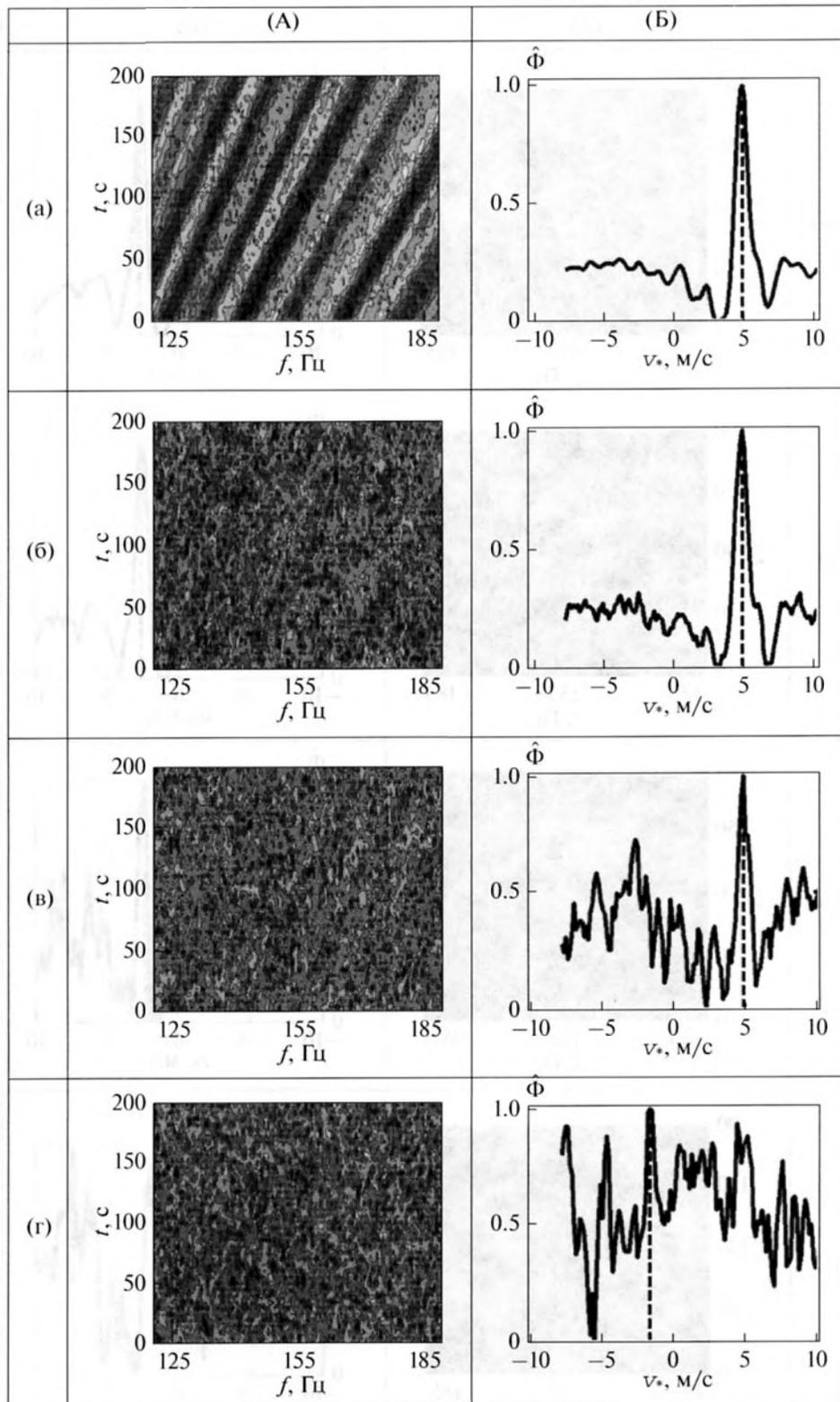


Рис. 4. Столбцы: интерференционная картина (А) и нормированная функция $\hat{\Phi}(v_*)$ (Б) при различных значениях параметра $\sqrt{q_0}$. Строки: $\sqrt{q_0} = 1.0$ (а), $\sqrt{q_0} = 0.1$ (б), $\sqrt{q_0} = 0.02$ (в), $\sqrt{q_0} = 0.01$ (г). Антенна. Угол $\varphi = 0$.

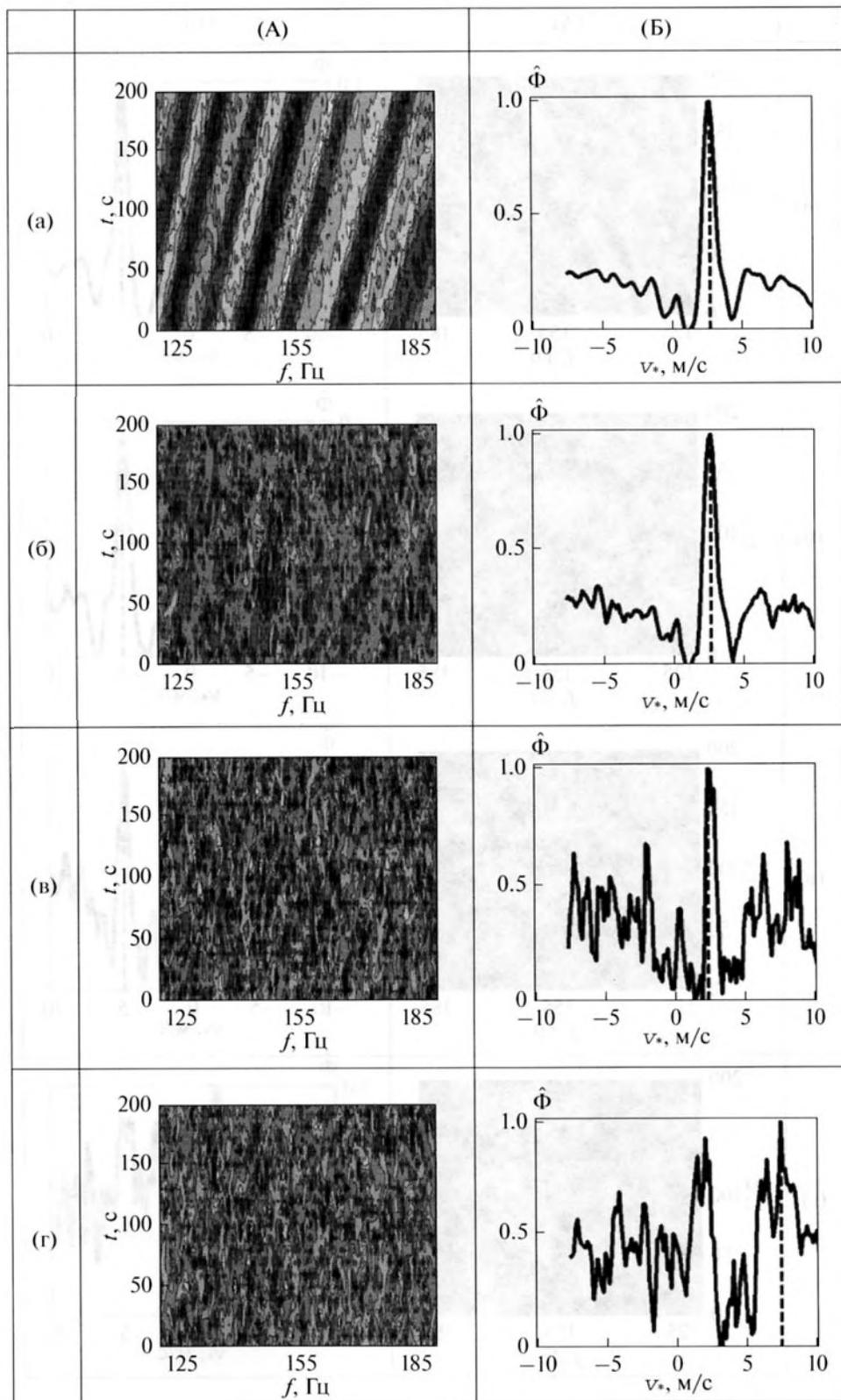


Рис. 5. Столбцы: интерференционная картина (А) и нормированная функция $\hat{\Phi}(v_*)$ (Б) при различных значениях параметра $\sqrt{q_0}$. Строки: $\sqrt{q_0} = 1.0$ (а), $\sqrt{q_0} = 0.1$ (б), $\sqrt{q_0} = 0.02$ (в), $\sqrt{q_0} = 0.01$ (г). Антенна. Угол $\varphi = 60^\circ$.

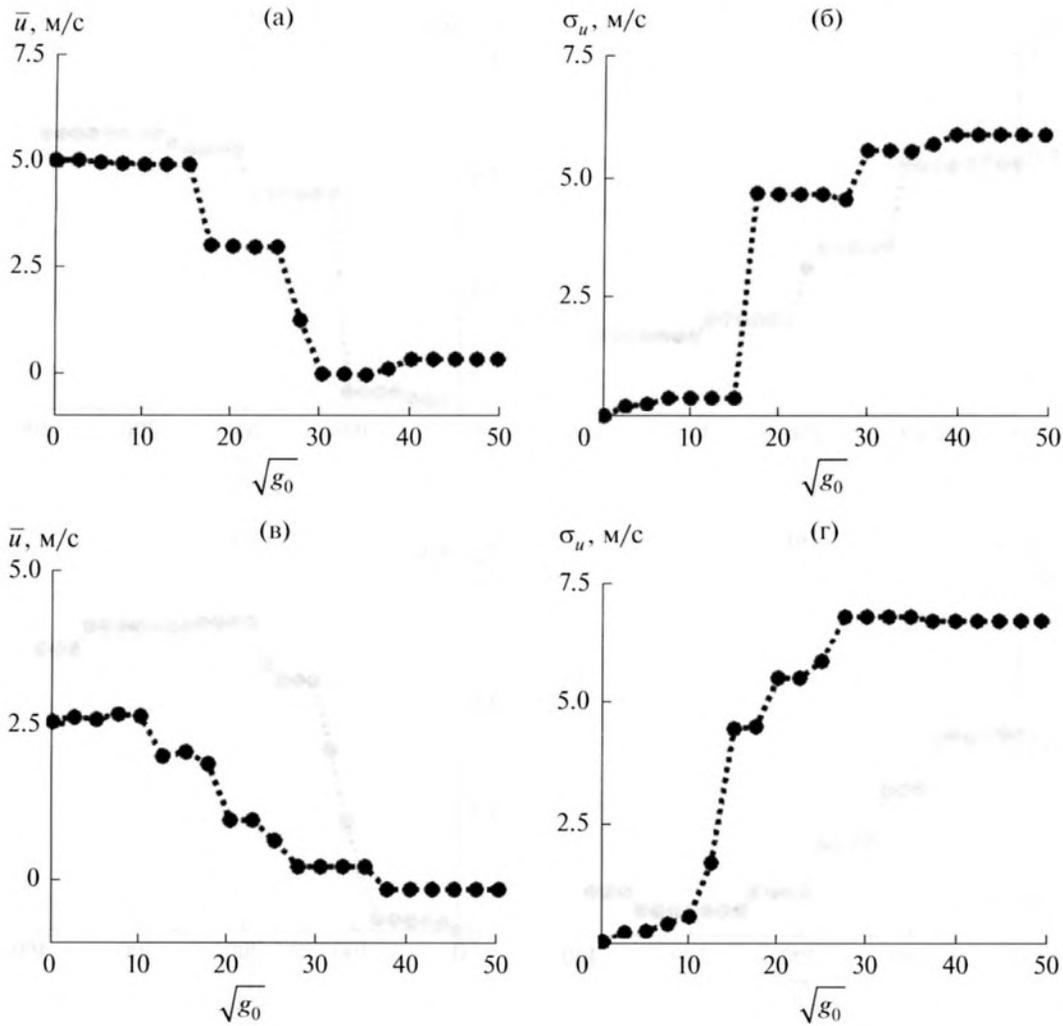


Рис. 6. Зависимость математического ожидания \bar{u} (а), (в) и среднеквадратичного отклонения σ_u (б), (г) оценки скорости v_x от величины $\sqrt{g_0}$. Одиночный приемник. Угол $\varphi = 0$ (а), (б); угол $\varphi = 60^\circ$ (в), (г).

Для $K = 10$ независимых случайных реализаций траекторного накопления при заданном входном отношении сигнал/помеха q_0 результаты выборочного усреднения (44), (45) приведены на рис. 6, 7. Рисунок 6 относится к одиночному приемнику, рис. 7 – к антенне. Для удобства восприятия иллюстративного материала по оси абсцисс отложена величина $\sqrt{g_0} = 1/\sqrt{q_0}$.

Как следует из рис. 6а, 6в, “когерентное” траекторное накопление для углов 0° и 60° сохраняется для значений $\sqrt{g'_0} = 15$ и $\sqrt{g'_0} = 10$ соответственно. Им соответствуют пороговые значения входных отношений сигнал/помеха $q'_0 = 4.44 \times 10^{-3}$ и $q'_0 = 10^{-2}$. При $g_0 > g'_0$ оценка средней скорости \bar{u} резко снижается и при значениях $\sqrt{g''_0} = 30$ ($q''_0 = 1.11 \times 10^{-3}$) и $\sqrt{g''_0} = 27.20$ ($q''_0 = 1.35 \times$

$\times 10^{-3}$), отвечающих углам $\varphi = 0$ и $\varphi = 60^\circ$, близка к нулю, $\bar{u} \approx 0$. Для значений $\sqrt{g_0} \leq \sqrt{g'_0}$, когда $\bar{u} \approx v_x$, среднеквадратичные отклонения крайне малы, $\sigma_u \ll \bar{u}$; при $g_0 > g''_0$ – $\sigma_u = 5.91$ м/с ($\varphi = 0$) и $\sigma_u = 6.62$ м/с ($\varphi = 60^\circ$) (рис. 6б, 6г). Согласно (41) и (43) имеем: $q'_0 = 7.50 \times 10^{-3}$ ($\varphi = 0, W = 3$), $q'_0 = 10^{-2}$ ($\varphi = 60^\circ, W = 4$) и $\sigma_u = 5.77$ м/с. Таким образом, аналитические оценки согласуются с результатами вычислительного эксперимента по порядку величины.

В случае антенны качественное поведение зависимостей такое же, как и при одиночном приемнике. Однако надежная оценка радиальной составляющей скорости источника сохраняется при меньших входных отношениях сигнал/помеха. Как видно из рис. 7а, 7в, “когерентным” тра-

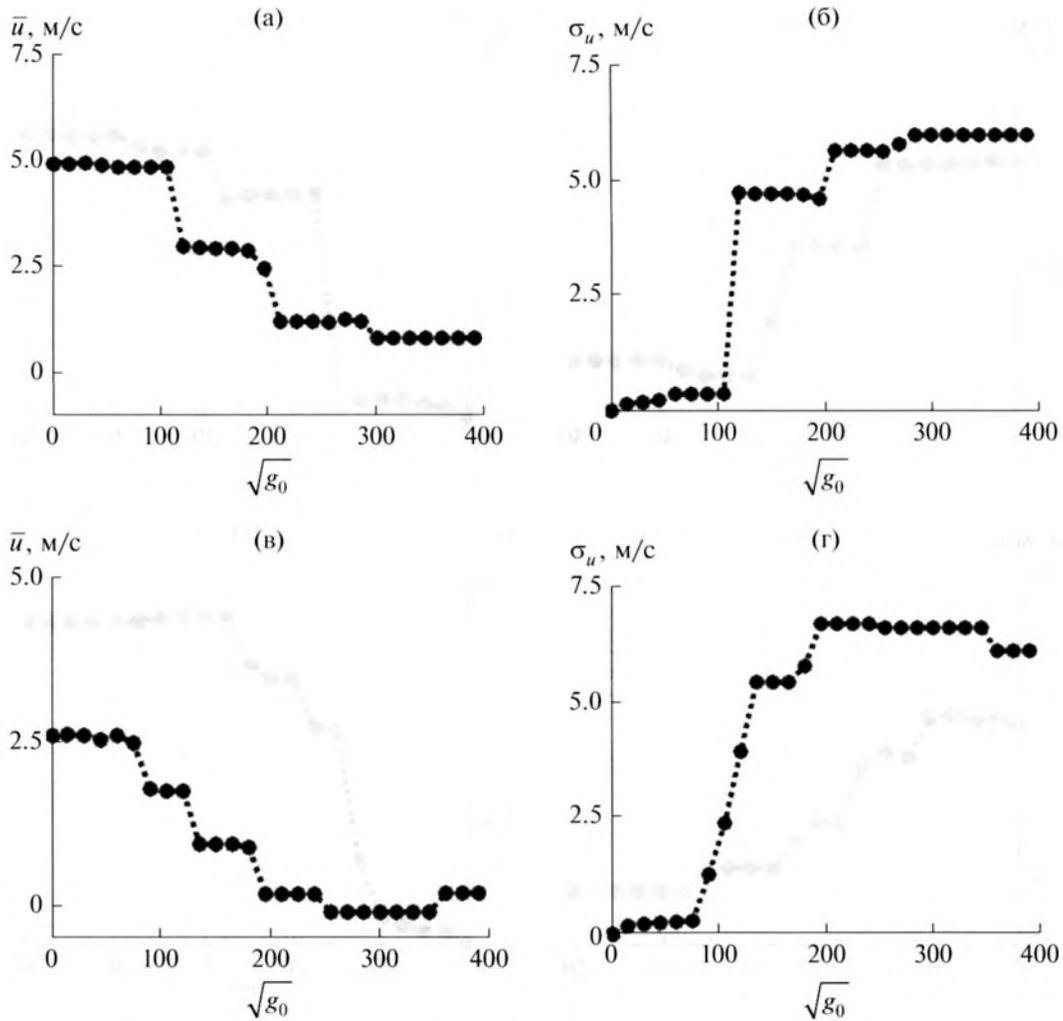


Рис. 7. Зависимость математического ожидания \bar{u} (а), (в) и среднеквадратичного отклонения σ_u (б), (г) оценки скорости v_x от величины $\sqrt{g_0}$. Антенна. Угол $\varphi = 0^\circ$ (а), (б); угол $\varphi = 60^\circ$ (в), (г).

екторным накоплениям отвечают предельные значения $\sqrt{g_0'} = 105.88$ ($q_0' = 8.91 \times 10^{-5}$) и $\sqrt{g_0'} = 74.51$ ($q_0' = 1.80 \times 10^{-4}$), отвечающие углам траектории $\varphi = 0$ и $\varphi = 60^\circ$ соответственно. Выигрыш по сравнению с одиночным приемником оценивается как $\varepsilon = 50$. В соответствии с выражением (42) получаем $q_0' = 1.50 \times 10^{-4}$ ($\varphi = 0$) и $q_0' = 2.00 \times 10^{-4}$ ($\varphi = 60^\circ$), так что оценочные значения согласуются с данными моделирования по порядку величины.

Оценки усредненных радиальных скоростей в режиме “когерентного” траекторного накопления незначительно отличаются от оценок случайных реализаций, что представляет несомненный интерес для практических приложений. Следовательно, результаты моделирования подтверждают выдвинутое в п. 3 положение, согласно которому накопление вдоль интерференционных полос да-

ет устойчивую оценку u , близкую к истинному значению v_x , $u \approx v_x$.

Рисунок 8 демонстрирует зависимость $\sqrt{g}(\sqrt{g_0})$ при “когерентном” траекторном накоплении. В этих обозначениях корень квадратный из помехоустойчивости равен

$$\sqrt{\theta} = \sqrt{g_0}/\sqrt{g}. \quad (46)$$

Результаты вычислительного эксперимента удовлетворительно ложатся на аналитические зависимости помехоустойчивости (30), (37) для точечного приемника (рис. 8а, 8в) и антенны (рис. 8б, 8г) соответственно. Теория, однако, дает несколько заниженные значения помехоустойчивости по сравнению с моделированием. Указанное различие объясняется упрощенной моделью интерференционной картины (см. раздел 3). По данным моделирования помехоустойчивость алгоритма для одиночного приемника оценивается порядка де-

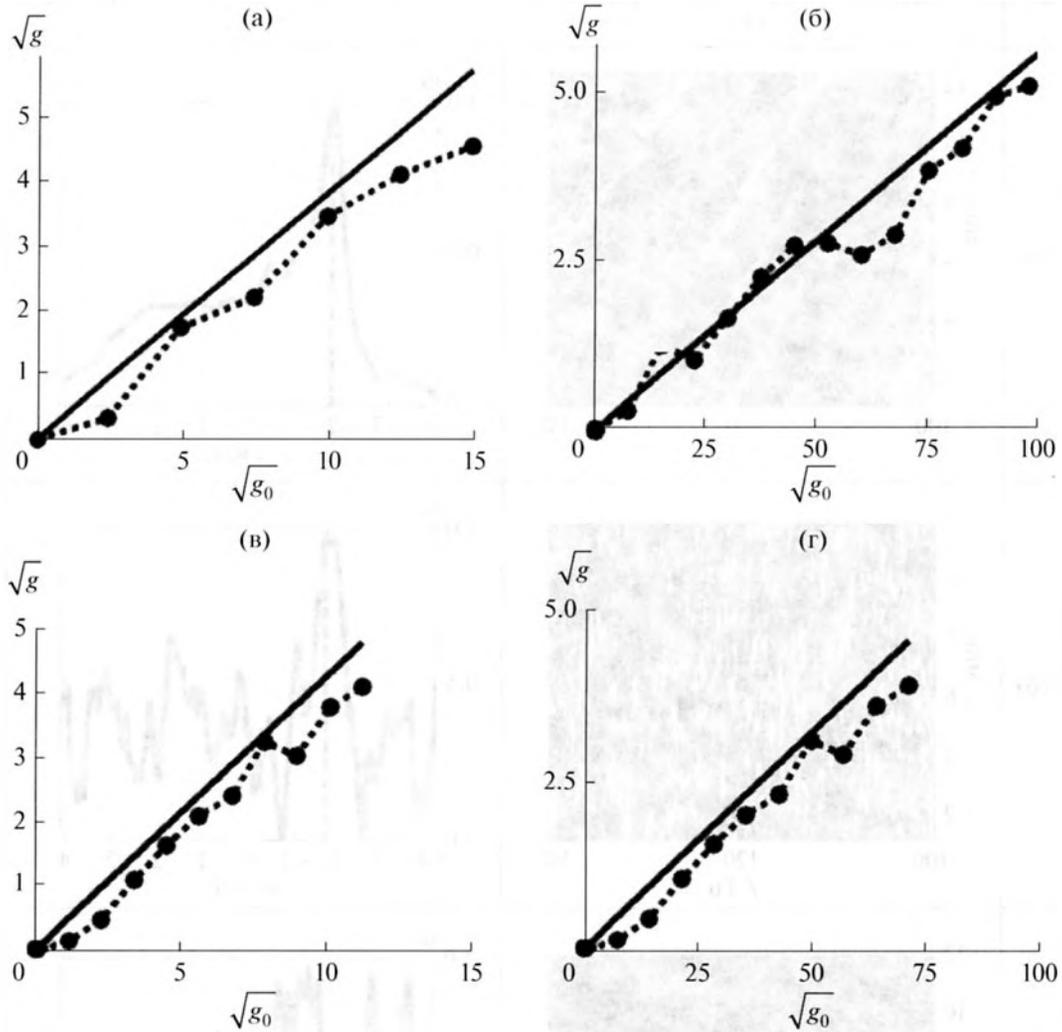


Рис. 8. Зависимость выходного отношения корня квадратного помеха/сигнал \sqrt{g} от входного отношения корня квадратного помеха/сигнал $\sqrt{g_0}$ при “когерентном” траекторном накоплении: (а), (в) одиночный приемник; (б), (г) антенна. Угол $\varphi = 0^\circ$ (а), (б); угол $\varphi = 60^\circ$ (в), (г). Точки – вычислительный эксперимент, сплошная линия – аналитическая зависимость (30), (37).

сяти ($\theta \approx 11$, угол $\varphi = 0^\circ$; $\theta \approx 8$, угол $\varphi = 60^\circ$), а в случае антенны – несколько сотен ($\theta \approx 400$, угол $\varphi = 0^\circ$; $\theta \approx 360$, угол $\varphi = 60^\circ$).

5. НАТУРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Эксперимент проводился в 2004 г. в акватории морского залива Тихоокеанского шельфа, удаленной от берега на расстояние более 20 км: глубина $H \approx 53$ м, равномерный профиль скорости звука $c \approx 1474$ м/с. Источником звука являлся буксируемый на глубине $z_s \approx 15$ м пневматический излучатель. Скорость буксировки $v \approx 1.67$ м/с, периодичность излучения $\delta t = 30$ с. Излучаемый сигнал контролировался гидрофоном, расположенным на расстоянии 2 м от излучателя [16, 17]. Для оценки

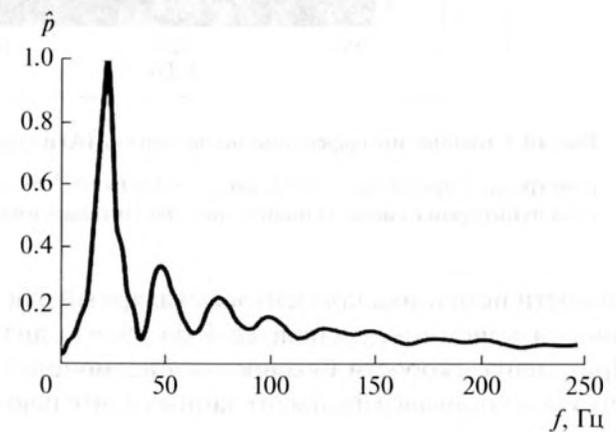


Рис. 9. Нормированный спектр сигнала $\hat{p}(f)$, излучаемый пневмоисточником.

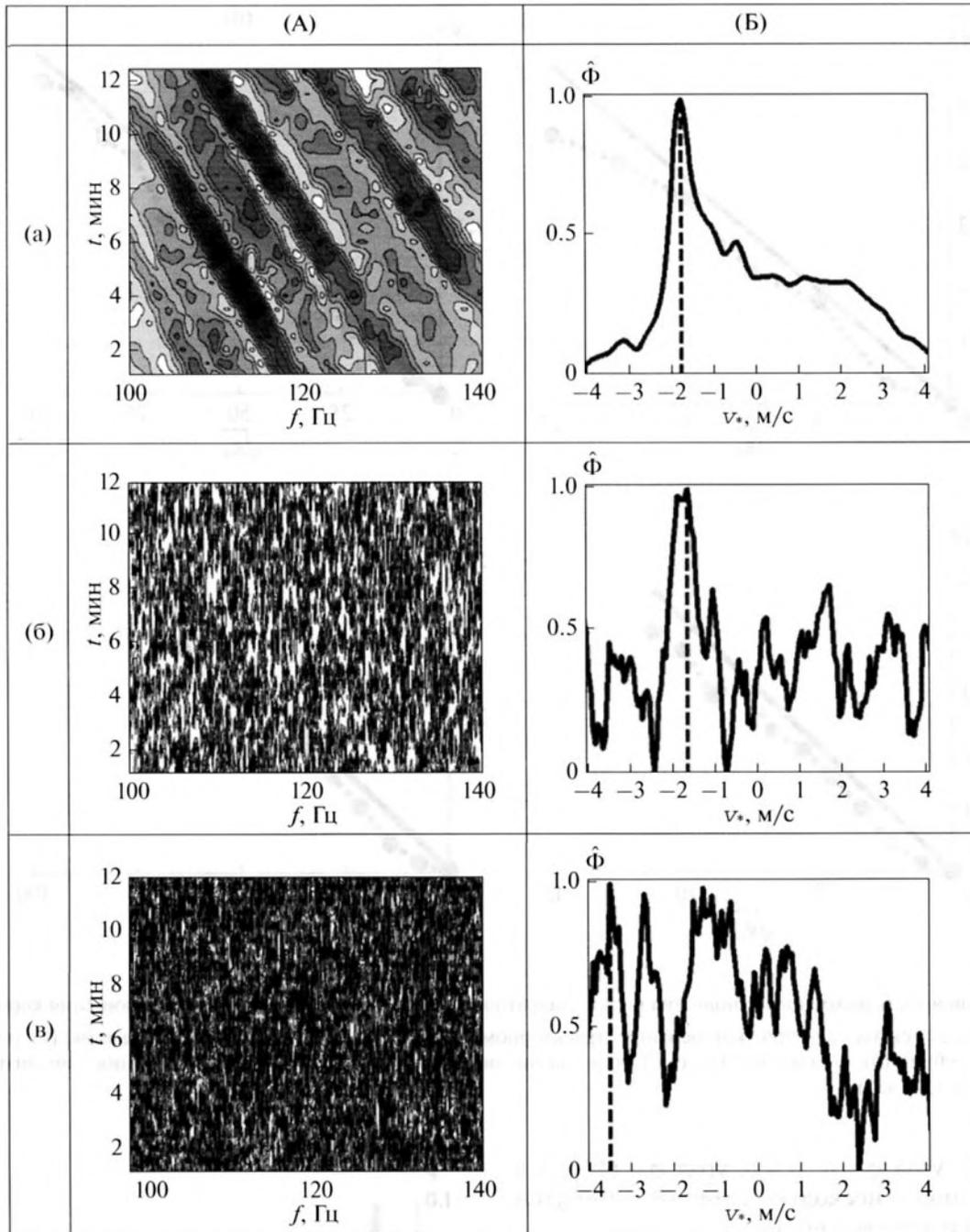


Рис. 10. Столбцы: интерференционная картина (А) и нормированная функция $\hat{\Phi}(v_*)$ (Б) при различных значениях параметра q_0 . Строки: $q_0 = 29.16$ (а), $q_0 \approx 1.60 \times 10^{-3}$ (б), $q_0 = 10^{-4}$ (в). Одиночный скалярный приемник. Вертикальным пунктиром отмечены положения главного максимума.

скорости источника применялся скалярный одиночный приемник, расположенный вблизи дна. При оценке скорости буксировки пневмоисточника использовался фрагмент данных длительностью $T = 12$ мин, т.е. число точек отсчета $J = T/\delta t = 24$, когда излучатель, удаленный от приемника на расстояние $r \approx 10$ км, буксировал-

ся в его сторону. Отметим, что при приближении источника к приемнику скорость считается отрицательной, а при удалении — положительной (рис. 1).

На рис. 9 приведен нормированный спектр $\hat{p}(f)$, излучаемый пневмоисточником. При обработке данных использовалась полоса $\Delta f_1 = 100 \dots 140$ Гц.

Интерференционные картины и нормированные функции $\hat{\Phi}(v_*)$ при различных входных отношениях сигнал/помеха q_0 представлены на рис. 10. Интервал дискретизации скорости $\delta v_* = 0.05$ м/с. В эксперименте входное отношение сигнал/помеха $q_0 = 29.16$ (рис. 10а). С целью проверки помехоустойчивости алгоритма при обработке искусственно добавлялся уровень помехи. Величина $q_0 = 1.60 \times 10^{-3}$ приблизительно равна предельному значению q'_0 , $q_0 \approx q'_0$, при котором еще возможно “когерентное” траекторное накопление (рис. 10б). При дальнейшем уменьшении отношения сигнал/помеха оценка скорости v становится неадекватной (рис. 10в, $q_0 = 10^{-4}$). По данным алгоритма оценка скорости $u = -1.75$ м/с (рис. 10а, 10б). Расхождение между скоростью буксировки и полученной оценкой скорости $|u - v| = 0.08$ м/с. Согласно (41), полагая $W = B = 1$ (рис. 10Аа) и $J = 24$, находим $q'_0 = 1.74 \times 10^{-3}$, что близко к экспериментальной оценке $q'_0 \approx 1.60 \times 10^{-3}$.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В литературе проблема оценки скорости источника рассматривается как один из слабо разработанных аспектов локализации источника. Трудности подхода к ее решению вытекают из ограниченности применения существующих методов, обладающих низкой помехозащищенностью и неустойчивостью к рассогласованию между расчетной моделью среды распространения и реальным океаническим волноводом. Развиваемый в статье интерферометрический подход к оценке радиальной составляющей скорости источника позволяет существенно продвинуться в данном вопросе. При этом следует помнить ограничение, связанное с искривленностью интерференционных полос.

Получено выражение для помехоустойчивости алгоритма, оценено ее максимальное значение. Дана оценка предельного входного отношения сигнал/помеха, когда накопление реализуется вдоль интерференционных полос, формируемых движущимся источником, что позволяет получать надежные значения радиальной составляющей скорости. Определена входная полоса сигнала, необходимая для формирования заданной интерференционной картины.

Результаты моделирования и натурного эксперимента согласуются с теоретическими предположениями и подтверждают работоспособность алгоритма, иллюстрируя его высокую помехоустойчивость. Даже в ситуации, когда помеха на несколько порядков выше уровня сигнала, слу-

чайная оценка радиальной составляющей скорости источника остается надежной, а ее разброс крайне мал, что представляет несомненный интерес для приложений. Использование антенны, по сравнению с одиночным приемником, повышает помехоустойчивость алгоритма в число раз, равное числу приемников. Хорошее согласие модельных и экспериментальных величин с аналитическими оценками оставляет мало сомнений в перспективности предложенного направления.

Работа выполнена при частичной поддержке программы фундаментальных исследований Отделения физических наук РАН “Фундаментальные проблемы акустики искусственных и природных сред” и Научной школы № НШ-7229.2016.2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В.* Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы. СПб: Наука, 2004. 410 с.
2. *Сазонтов А.Г., Малеханов А.И.* Согласованная пространственная обработка сигналов в подводных звуковых каналах (обзор) // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 2. С. 233–253.
3. *Чупров С.Д.* Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане / Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. С. 71–91.
4. *Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A.* Estimation of the velocity of underwater objects in the passive mode using frequency-shift data // Phys. Wave Phenom. 2014. V. 22. № 4. P. 306–311.
5. *Turgut A., Orr M., Rouseff D.* Broadband source localization using horizontal-beam acoustic intensity striations // J. Acoust. Soc. Am. 2010. V. 127. № 1. P. 73–83.
6. *Thode A.M.* Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory // J. Acoust. Soc. Am. 2000. V. 108. № 4. P. 1582–1594.
7. *Cocrell K.L., Smidt H.* Robust passive range estimation using the waveguide invariant // J. Acoust. Soc. Am. 2010. V. 127. № 5. P. 2780–2789.
8. *Rouseff D., Zurk L.M.* Striation-based beamforming for estimating the waveguide invariant with passive sonar // J. Acoust. Soc. Am. Express Lett. 2011. V. 130. № 2. P. 76–81.
9. *Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A.* Method for measuring the frequency shifts of interference maxima in monitoring of dispersion media: theory, implementation, and prospects // Phys. Wave Phenom. 2010. V. 18. № 3. P. 196–222.
10. *Кузькин В.М., Лин Й.-Т., Луньков А.А., Линч Дж.Ф., Петников В.Г.* Частотные смещения интерференционной структуры звукового поля в летний период времени на океанском шельфе // Акуст. журн. 2011. Т. 57. № 3. С. 387–397.
11. *Кузькин В.М., Луньков А.А., Пересёлков С.А.* Частотные смещения максимумов звукового поля, вызванные интенсивными внутренними волнами // Акуст. журн. 2012. Т. 58. № 3. С. 342–344.

12. *Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A.* Frequency shifts of sound-field maxima in few-mode propagation, which are initiated by internal-wave solitons // *Phys. Wave Phenom.* 2013. V. 21. № 2. P. 139–151.
13. *Кузькин В.М., Куцов М.В., Пересёлков С.А.* Пространственная интерференция нормальных волн в океанических волноводах // *Акуст. журн.* 2014. Т. 60. № 4. С. 376–383.
14. *Rouseff D.* Effect of shallow water internal waves on ocean acoustic striation patterns // *Waves Random Media.* 2001. V. 11. P. 377–393.
15. *Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П.* Теоретические основы акустики океана. М.: Наука, 2007. 370 с.
16. *Белов А.И., Кузнецов Г.Н.* Оценка шумности движущихся источников на основе идентификации акустической модели морского дна // *Акуст. журн.* 2013. Т. 59. № 6. С. 722–734.
17. *Белов А.И., Кузнецов Г.Н.* Оценка акустических характеристик поверхностных слоев морского дна с использованием четырехкомпонентных векторно-скалярных приемников // *Акуст. журн.* 2016. Т. 62. № 2. С. 194–202.